

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Výkonová část čtyřkvadrantového
pulzního měniče

Power Part of Four Quadrant DC/DC
Converter

2017

Jiří Šášek

Zadání bakalářské práce

Student:

Jiří Šásek

Studijní program:

B2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2612R003 Aplikovaná elektronika

Téma:

Výkonová část čtyřkvadrantového pulzního měniče
Power Part of Four Quadrant DC/DC Converter

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

1. Popište základní konfigurace DC/DC měničů, uveďte jejich vlastnosti, možnosti použití a metody řízení výstupního napětí.
2. Dle pokynů vedoucího bakalářské práce navrhnete, dimenzujete a sestavte výkonovou část čtyřkvadrantového pulzního měniče.
3. Simulačně i experimentálně ověřte funkčnost realizované výkonové části měniče.

Seznam doporučené odborné literatury:

Chlebiš, P., Výkonová elektronika I, učební texty pro kombinované a distanční studium, Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 2003, 73s.

Vondrášek, F., Výkonová elektronika, svazek 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998, 252s.

Pavelek, T., Sládeček, V.: Výkonová elektronika KE, učební texty pro kombinované a distanční studium, Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 2005, 73s.

Další tituly doporučené literatury dle pokynů vedoucího bakalářské práce.

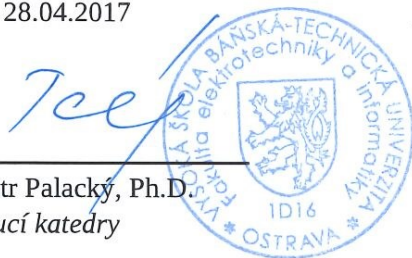
Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Aleš Havel, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2015

Datum odevzdání: 28.04.2017

doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 25. 4. 2017


.....
Jiří Šásek

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Aleši Havlovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce. Další poděkování patří Ing. Petru Chamrádovi za užitečné rady ohledně realizace finálního výrobku.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá popisem, návrhem a výrobou výkonové části čtyřkvadrantového pulzního měniče. V první kapitole jsou popsány jednotlivé typy pulzních měničů, vysvětlen princip jejich funkce, zobrazena schémata a průběhy napětí a proudu na zátěži. Druhá kapitola se zabývá výpočtem ztrátového výkonu měniče, tepelným dimenzováním a návrhem kondenzátorové baterie pro filtraci napětí zdroje. Dále jsou zde popsány jednotlivé části finálního výrobku. Ve třetí kapitole jsou v programu Semisel ověřeny výsledky výpočtu výkonových ztrát a výpočtu tepelného odporu použitého chladiče. V programu OrCAD/PSpice jsou provedeny simulace výstupního napětí a proudu na zátěži čtyřkvadrantového pulzního měniče a výsledky jsou porovnány s průběhy naměřenými na hotovém výrobku.

Klíčová slova

Čtyřkvadrantový pulzní měnič, Pulzní měnič pro snižování napětí, Pulzní měnič pro zvyšování napětí, IGBT, Výkonová elektronika, OrCAD/PSpice, Výpočet ztrát.

Abstract

This thesis deals with description, design and creation of the power part of four quadrant DC/DC converter. In the first chapter there is a description of each type of DC/DC converter, electric wiring schematics and the waveforms of output voltage and current. The second chapter is about calculating power losses, temperature dimensioning and design of capacitor battery. There is a description of each part of the final product too. In the third chapter there is a verification of calculated results with results obtained by the simulation in program Semisel. The simulations of the four quadrant DC/DC converter's output voltages and currents are evaluated in the program OrCAD/Pspice and compared with results of measurement on the final laboratory sample.

Key Words

Four quadrant DC/DC converter, Step-down buck converter, Step-up boost converter, IGBT, Power electronics, OrCAD/Pspice, Calculation of losses.

Obsah

| | |
|---|----|
| Seznam symbolů a zkratek | 8 |
| Seznam obrázků | 10 |
| Úvod | 12 |
| 1 Pulzní měnič | 13 |
| 1.1 Základní zapojení pulzních měničů | 13 |
| 1.1.1 Pulzní měnič pro snižování napětí | 14 |
| 1.1.2 Pulzní měnič pro zvyšování napětí | 15 |
| 1.1.3 Pulzní měnič pro snižování a zvyšování napětí | 17 |
| 1.2 Vícekvadrantová spojení pulzních měničů | 18 |
| 1.2.1 Dvoukvadrantové spojení s reverzací proudu | 18 |
| 1.2.2 Dvoukvadrantové spojení s reverzací napětí | 19 |
| 1.2.3 Čtyřkvadrantový pulzní měnič | 20 |
| 2 Dimenzování a sestavení výkonové části | 22 |
| 2.1 Výpočty | 22 |
| 2.1.1 Výkonové ztráty | 23 |
| 2.1.2 Tepelný odpor chladiče | 25 |
| 2.1.3 Návrh kondenzátorové baterie | 26 |
| 2.2 Realizace | 28 |
| 3 Simulační a experimentální ověření zapojení | 30 |
| 3.1 Simulace v programu Semisel | 30 |
| 3.2 Simulace v programu OrCAD/PSpice | 33 |
| 3.2.1 Simulační schémata | 35 |
| 3.2.2 Průběhy simulací | 37 |
| 3.3 Experimentální ověření realizovaného zapojení | 39 |
| Závěr | 42 |
| Použitá literatura | 43 |

Seznam symbolů a zkratek

| | | |
|------------------|----------------------|---|
| C | [F] | kapacita |
| C_{min} | [F] | minimální kapacita kondenzátoru |
| E_{off} | [J] | energie tranzistoru při vypínání |
| E_{on} | [J] | energie tranzistoru při zapínání |
| E_{SW} | [J] | dynamická energie tranzistoru |
| f | [Hz] | frekvence |
| f_{REC} | [Hz] | vlastní kmitočet šestipulzního usměrňovače |
| f_{SW} | [Hz] | spínací frekvence |
| I_D | [A] | proud IGBT tranzistorem |
| I_{FAV} | [A] | střední hodnota proudu |
| I_m | [A] | maximální proud diodou |
| i_d | [A] | proud protékající zátěží |
| i_{dMAX} | [A] | maximální hodnota proudu protékajícího zátěží |
| i_{dMIN} | [A] | minimální hodnota proudu protékajícího zátěží |
| i_V | [A] | proud protékající spínačem |
| i_{V0} | [A] | proud protékající nulovou diodou |
| L | [H] | indukčnost |
| P_{COND} | [W] | statický ztrátový výkon tranzistoru |
| P_{FAV} | [W] | střední hodnota výkonu |
| P_{SW} | [W] | dynamický ztrátový výkon tranzistoru |
| P_{tot} | [W] | ztrátový výkon celého měniče |
| P_{tr} | [W] | celkový ztrátový výkon tranzistoru |
| p | | počet pulzů usměrňovače |
| R | [Ω] | elektrický odpor |
| $R_{th(c-s)M}$ | [K·W ⁻¹] | tepelný odpor mezi pouzdrem modulu a chladičem |
| $R_{th(j-c)D}$ | [K·W ⁻¹] | tepelný odpor mezi P-N přechodem a pouzdrem diody |
| $R_{th(j-c)T}$ | [K·W ⁻¹] | tepelný odpor mezi P-N přechodem a pouzdrem tranzistoru |
| $R_{th(s-a)}$ | [K·W ⁻¹] | tepelný odpor mezi chladičem a prostředím |
| $R_{thMODUL}$ | [K·W ⁻¹] | tepelný odpor mezi P-N přechody a pouzdrem jednoho modulu |
| $R_{th\Sigma}$ | [K·W ⁻¹] | tepelný odpor mezi pouzdry modulů a chladičem |
| r_c | [mΩ] | diferenciální odpor tranzistoru |
| r_d | [mΩ] | diferenciální odpor diody |
| $S1, S2, S3, S4$ | | spínače ve čtyřkvadrantovém pulzním měniči |
| T | [s] | perioda |
| T_1 | [s] | doba sepnutí spínače |
| T_2 | [s] | doba, kdy je spínač rozepnutý |
| T_a | [°C] | teplota prostředí |
| T_{jMAX} | [°C] | maximální teplota P-N přechodu tranzistoru |
| t_c | [s] | doba nabíjení kondenzátoru |
| t_{DC} | [s] | doba vybíjení kondenzátoru |
| $t_{d(on)}$ | [ns] | doba zpoždění při zapínání tranzistoru |
| $t_{d(off)}$ | [ns] | doba zpoždění při vypínání tranzistoru |

| | | |
|----------------------|------|---|
| t_f | [ns] | doba sestupu při vypínání tranzistoru |
| t_{off} | [ns] | doba vypnutí tranzistoru |
| t_{on} | [ns] | doba sepnutí tranzistoru |
| t_r | [ns] | doba náběhu při zapínání tranzistoru |
| U | [V] | napětí zdroje |
| U_{CE} | [V] | napětí kolektor – emitor na IGBT tranzistoru |
| U_{CE0} | [V] | saturační napětí IGBT tranzistoru |
| U_d | [V] | napětí na zátěži pulzního měniče |
| U_{dAV} | [V] | střední hodnota napětí |
| U_i | [V] | stejnoseměrné napětí v zátěži pulzního měniče |
| U_{max} | [V] | maximální napětí na kondenzátoru |
| U_{min} | [V] | minimální napětí na kondenzátoru |
| U_{RMSsdr} | [V] | efektivní hodnota sdruženého napětí na vstupu usměrňovače |
| U_{T0} | [V] | prahové napětí diody |
| $V, V1, V2$ | | vypínatelná polovodičová součástka |
| $V0, V01, V02$ | | nulové diody |
| $VR1, VR2, VR3, VR4$ | | diody ve čtyřkvadrantovém pulzním měniči |
| z | | poměrná doba sepnutí tranzistoru (zatěžovatel) |

Seznam obrázků

| | | |
|---------|--|----|
| Obr. 1 | Obecná značka pro vypínatelnou součástku..... | 13 |
| Obr. 2 | Schéma zapojení pulzního měniče pro snižování napětí..... | 14 |
| Obr. 3 | Průběh napětí a proudu na zátěži pulzního měniče v režimu nepřerušovaného proudu.... | 15 |
| Obr. 4 | Průběh napětí a proudu na zátěži pulzního měniče v režimu přerušovaného proudu..... | 15 |
| Obr. 5 | Schéma zapojení pulzního měniče pro zvyšování napětí..... | 16 |
| Obr. 6 | Průběh napětí a proudu na zátěži pulzního měniče v režimu nepřerušovaného proudu.... | 16 |
| Obr. 7 | Schéma zapojení pulzního měniče pro snižování a zvyšování napětí..... | 17 |
| Obr. 8 | Průběh napětí a proudů na zátěži pulzního měniče pro snižování a zvyšování napětí..... | 17 |
| Obr. 9 | Kvadranty provozní oblasti v souřadném systému..... | 18 |
| Obr. 10 | Schéma zapojení dvoukvadrantového spojení pulzního měniče s reverzací proudu..... | 18 |
| Obr. 11 | Schéma zapojení dvoukvadrantového spojení pulzního měniče s reverzací napětí..... | 19 |
| Obr. 12 | Průběhy napětí a proudů při bipolárním (vlevo) a unipolárním (vpravo) řízení měniče s reverzací napětí..... | 19 |
| Obr. 13 | Schéma zapojení čtyřkvadrantového pulzního měniče..... | 20 |
| Obr. 14 | Spínací diagram a průběhy napětí a proudů čtyřkvadrantového měniče při bipolárním řízení a) spínání všech čtyř spínačů, b) spínání dvou spínačů..... | 20 |
| Obr. 15 | Spínací diagram a průběhy napětí a proudů čtyřkvadrantového měniče při unipolárním řízení a) spínání všech čtyř spínačů, b) spínání dvou spínačů..... | 21 |
| Obr. 16 | Schéma vnitřního zapojení IGBT modulu SKM75GB12T4..... | 22 |
| Obr. 17 | IGBT modul SKM75GB12T4..... | 22 |
| Obr. 18 | Tepelné schéma výkonové části čtyřkvadrantového pulzního měniče..... | 25 |
| Obr. 19 | Tabulka parametrů kondenzátorů typ K02 od firmy Kendeil..... | 27 |
| Obr. 20 | Tabulka koeficientů pro přepočítání proudu I_r pro požadované parametry..... | 28 |
| Obr. 21 | Fotografie hotového výrobku..... | 29 |
| Obr. 22 | Fotografie hotového výrobku a popis jednotlivých částí..... | 29 |
| Obr. 23 | Volba zapojení v programu Semisel..... | 30 |
| Obr. 24 | Volba parametrů obvodu v programu Semisel..... | 31 |
| Obr. 25 | Volba použité součástky v programu Semisel..... | 31 |
| Obr. 26 | Nastavení chlazení obvodu v programu Semisel..... | 32 |
| Obr. 27 | Výsledky simulace v programu Semisel..... | 32 |
| Obr. 28 | Výsledný graf časového průběhu teploty měniče z programu Semisel..... | 33 |
| Obr. 29 | Parametry IGBT modulu SKM75GB12T4 uvedené v katalogu..... | 33 |
| Obr. 30 | Zadávání parametrů IGBT tranzistoru do PSpice modelu..... | 34 |
| Obr. 31 | Parametry diody v modulu SKM75GB12T4 uvedené v katalogu..... | 34 |
| Obr. 32 | Zadávání parametrů zpětné diody do PSpice modelu..... | 35 |
| Obr. 33 | Schéma výkonové části pulzního měniče v simulačním programu OrCAD/PSpice..... | 35 |
| Obr. 34 | Schéma řídicí části pulzního měniče v simulačním programu OrCAD/PSpice pro případ bipolárního řízení se spínáním všech čtyř tranzistorů..... | 36 |
| Obr. 35 | Schéma napájecího zdroje..... | 37 |
| Obr. 36 | Průběh napětí a proudu na zátěži čtyřkvadrantového pulzního měniče s bipolárním řízením – spojitý proud..... | 37 |

| | | |
|---------|---|----|
| Obr. 37 | Průběh napětí a proudu na zátěži čtyřkvadrantového pulzního měniče s unipolárním řízením – spojitý proud..... | 38 |
| Obr. 38 | Průběh napětí a proudu na zátěži čtyřkvadrantového pulzního měniče s unipolárním řízením – přerušovaný proud..... | 38 |
| Obr. 39 | Průběh napětí a proudu na zátěži čtyřkvadrantového pulzního měniče s bipolárním řízením – přerušovaný proud..... | 38 |
| Obr. 40 | Průběh napětí a proudu na zátěži měniče v režimu spojitého proudu se zatěžovatelem 60 % | 39 |
| Obr. 41 | Průběh napětí a proudu na zátěži měniče v režimu spojitého proudu se zatěžovatelem 28 %..... | 40 |
| Obr. 42 | Průběh napětí a proudu na zátěži měniče v režimu přerušovaného proudu se zatěžovatelem 25 %..... | 40 |
| Obr. 43 | Průběh napětí a proudu na zátěži měniče v režimu přerušovaného proudu se zatěžovatelem 8 %..... | 41 |

Úvod

Předkládaná bakalářská práce byla vypracována za účelem výroby univerzálního zapojení čtyřkvadrantového pulzního měniče, který by sloužil k výukovým účelům Katedry elektroniky a byl by (mimo další využití) umístěn v laboratoři elektrických regulovaných pohonů pro napájení budícího vinutí synchronního motoru s budícím vinutím.

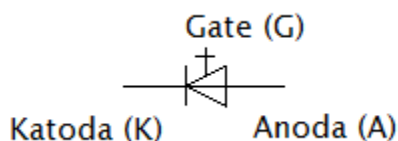
První kapitola je zaměřena na rozdělení a popis jednotlivých konfigurací pulzních měničů. Jsou zde vyobrazena schémata zapojení, spínací diagramy a průběhy napětí na zátěži a proudu zátěží pro základní zapojení i vícekvadrantová spojení pulzních měničů.

Druhá kapitola se zabývá návrhem, dimenzováním a sestavením výkonové části čtyřkvadrantového pulzního měniče. Byl zde proveden výpočet ztrátového výkonu, dimenzování chladiče pro IGBT moduly a návrh kondenzátorové baterie pro vyhlazení usměrněného napětí.

Třetí kapitola se věnuje simulačnímu a experimentálnímu ověření funkčnosti realizované výkonové části čtyřkvadrantového pulzního měniče. Zabývá se ověřením výpočtů ztrátového výkonu v programu Simisiel a zobrazením průběhů napětí na zátěži a proudu zátěží modelu čtyřkvadrantového pulzního měniče v programu OrCAD/PSpice. Dále jsou zde zobrazeny průběhy napětí a proudu experimentálně naměřené na zátěži realizovaného zapojení.

1 Pulzní měnič

Pulzní měnič (nebo též stejnosměrný měnič) je elektrické zařízení, které slouží k řízení velikosti stejnosměrného napětí. [5] Jedná se v podstatě o periodicky spínané stejnosměrné spínače. Stejnosemřné (polovodičové) spínače slouží ke spínání stejnosměrného proudu a ve srovnání s mechanickými spínači je jejich největší předností to, že jsou bezkontaktní, což umožňuje dosahovat vyšších spínacích frekvencí a prodlužuje jejich životnost. Pomocí stejnosměrných spínačů je na zátěž přikládán pulzní průběh napětí, jehož střední hodnotu můžeme řídit. Spínač se v pulzních měničích realizuje vypínatelnou součástkou. V následujících schématech je vypínatelná součástka zobrazena zobecněnou značkou, která je na obrázku Obr. 1. [2]



Obr. 1 – Obecná značka pro vypínatelnou součástku [2]

Pulzní měniče se řadí do kategorie měničů s vlastní komutací, protože pracují se stejnosměrným napětím, které nemění svou polaritu a nelze jej proto využít k vypínání spínačů. Z tohoto důvodu není vhodné používat v pulzních měničích klasické tyristory. Při použití tyristoru musí být tyristor vybaven vhodným vypínacím (komutačním) obvodem. [2]

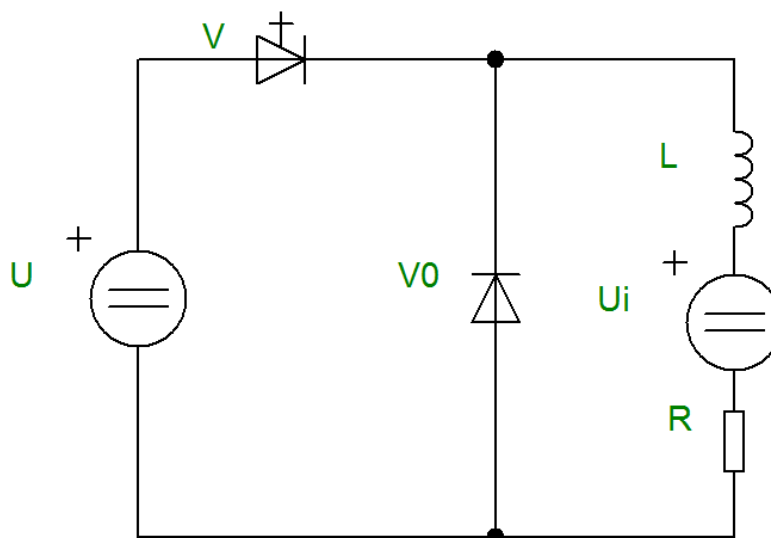
Pulzní měniče se používají v elektrických pohonech tam, kde je k dispozici stejnosměrná napájecí síť a současně je třeba řídit výstupní napětí stejnosměrného meziobvodu. Nejčastěji se jedná o trakční pohony, nebo pohony napájené z akumulátorů. [7] V minulosti se v těchto i dalších případech používal způsob řízení pomocí předřadných odporů. Použití polovodičových měničů však přináší kromě odstranění kontaktního spínání také zvýšení dynamiky a zvýšení účinnosti těchto zařízení. [8]

1.1 Základní zapojení pulzních měničů

Pulzní měniče se dělí podle jejich funkce na: [1]

- měniče pro snižování napětí
- měniče pro zvyšování napětí
- měniče pro zvyšování a snižování napětí
- měniče odporu

1.1.1 Pulzní měnič pro snižování napětí



Obr. 2 – Schéma zapojení pulzního měniče pro snižování napětí

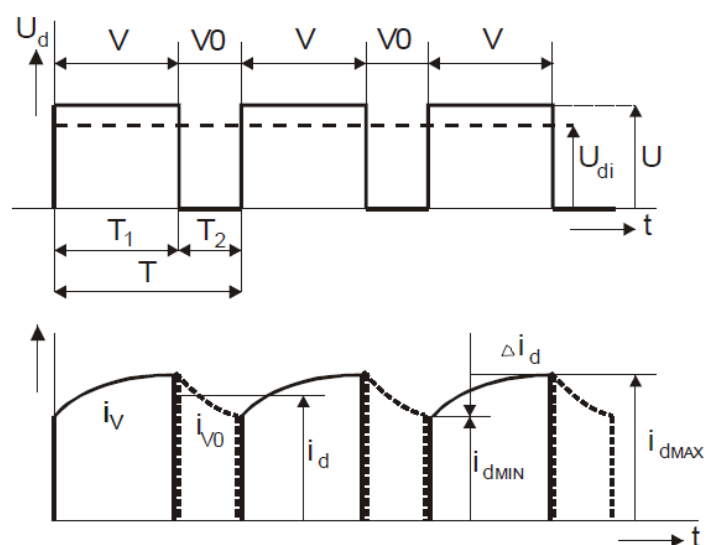
Zapojení slouží k řízení napětí na zátěži na hodnotu nižší, než je napětí zdroje. Přenášení výkonu je možné pouze ze zdroje do zátěže. Obvod je tvořen spínačem V , nulovou diodou $V0$, zdrojem napětí U a obecnou zátěží R, L, U_i . [1]

Nulová dioda, která je paralelně připojena k zátěži, vede proud vždy po vypnutí spínače. Díky tomu nevznikne na spínači přepětí vzniklé vlivem náhlého přerušení proudu v indukčnosti zátěže. [9]

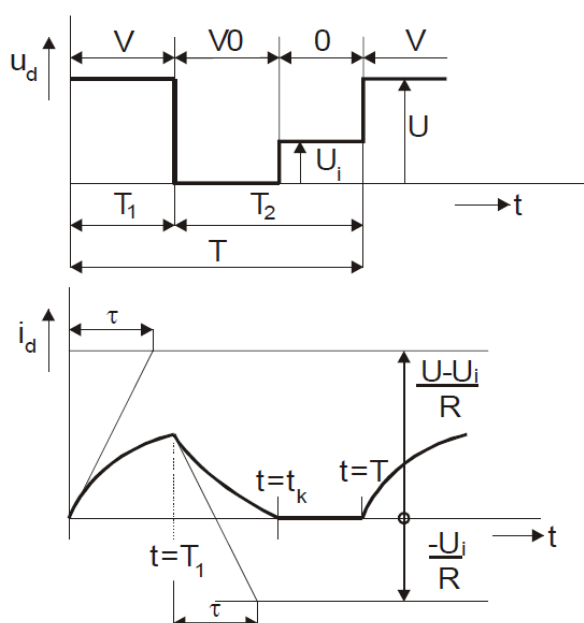
Dojde-li k sepnutí spínače V , objeví se na zátěži napětí zdroje $U_d = U$. Proud zátěže protéká spínačem a jeho průběh tvoří část exponenciály narůstající k hodnotě [1]

$$i_d = \frac{U - U_i}{R} \quad (1.1)$$

Zátěž přijímá energii ze zdroje. Část této energie je akumulována na indukčnosti L , část je přijímána zdrojem stejnosměrného napětí U_i a část se ztrácí na odporu R . Při vypnutí spínače začne proud procházet přes nulovou diodu a energie, která se v předchozím intervalu akumulovala na indukčnosti zátěže je zčásti přejímána zdrojem U_i a zbytek se vybíjí na odporu R . Pokud proud nestačí v intervalu vypnutí spínače poklesnout k nule, je proud nepřerušovaný a napětí na zátěži je nulové. V režimu přerušovaného proudu začíná proud při každém sepnutí spínače V narůstat z nulové hodnoty. Přerušovaného proudu je možné dosáhnout pouze, je-li v zátěži zapojen stejnosměrný zdroj $U_i > 0$. [1]



Obr. 3 – Průběh napětí a proudu na zátěži pulzního měniče v režimu nepřerušovaného proudu [1]

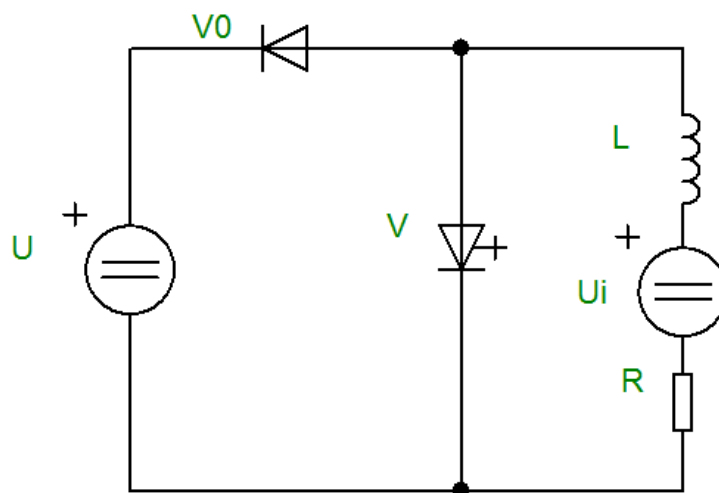


Obr. 4 - Průběh napětí a proudu na zátěži pulzního měniče v režimu přerušovaného proudu [1]

1.1.2 Pulzní měnič pro zvyšování napětí

Měnič pro zvyšování napětí, označovaný také jako rekuperační měnič, se používá v případě potřeby převádět energii ze zdroje nižšího napětí do zdroje vyššího napětí (např. generátorické brzdění stejnosměrného motoru elektromobilu) [2]

Obvod je tvořen spínačem \$V\$, nulovou diodou \$V0\$ a jeho funkční součástí je také indukčnost \$L\$ v zátěži. Schéma zapojení je na obr 5. [1]



Obr. 5 – Schéma zapojení pulzního měniče pro zvyšování napětí

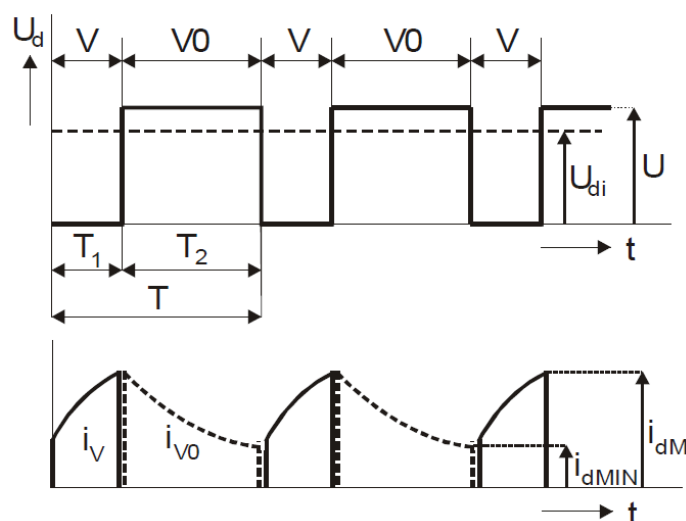
Je-li sepnutý spínač V , je zátěž ve zkratu a napětí na zátěži je tedy nulové. Zkratování zdroje U zabráňuje dioda $V0$. Průběh proudu tvoří část exponenciály rostoucí k hodnotě [2]

$$i_d = i_v = \frac{U_i}{R} \quad (1.2)$$

Část energie odebírané ze zdroje U_i je akumulována indukčností L a část se ztrácí na odporu R . Po vypnutí spínače V se proud nepřerušuje, ale pokračuje přes diodu $V0$ do zdroje U . V tomto okamžiku je průběh proudu tvořen klesající exponenciálou a je dán vztahem [1]

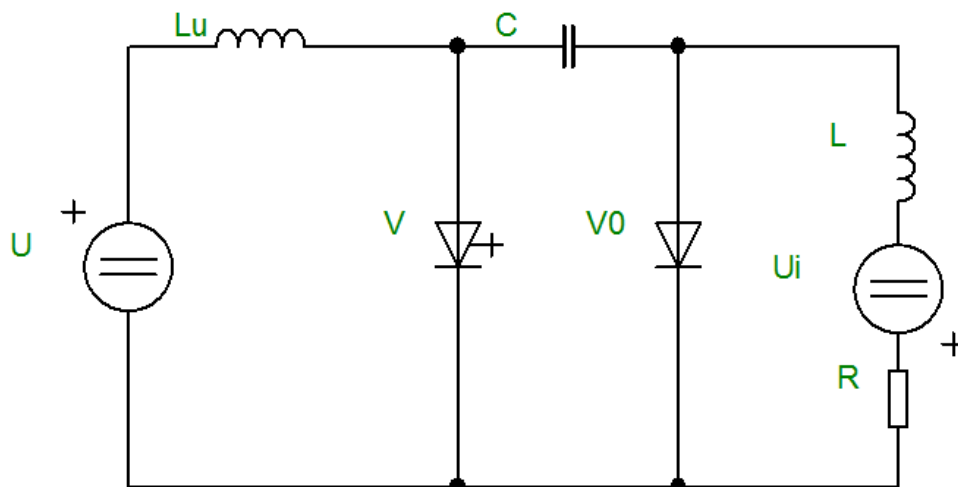
$$i_d = \frac{-U + U_i}{R} \quad (1.3)$$

V tomto intervalu je napětí na zátěži $u_d = U$. Energie je odčerpávána ze zdroje U_i a indukčnosti L . Z části se tato energie ztrácí na odporu R a zbytek přijímá zdroj U . [1]



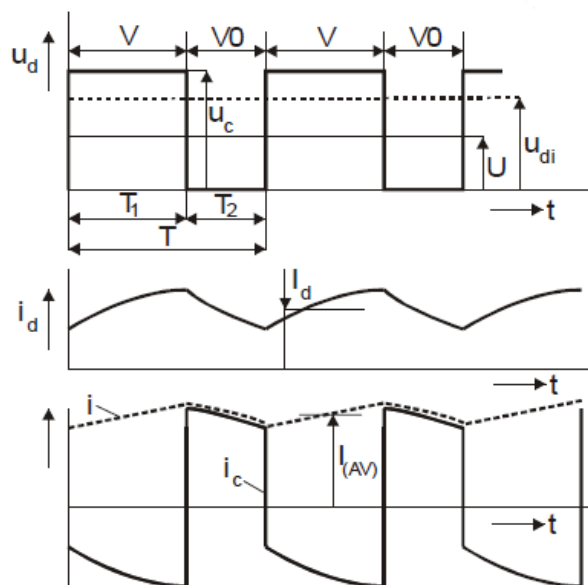
Obr. 6 - Průběh napětí a proudu na zátěži pulzního měniče v režimu nepřerušovaného proudu [1]

1.1.3 Pulzní měnič pro snižování a zvyšování napětí



Obr. 7 – Schéma zapojení pulzního měniče pro snižování a zvyšování napětí

Schéma obsahuje spínač V , nulovou diodu $V0$, indukčnost L_U a kondenzátor C s velkou kapacitou. Nevýhodou je, že kondenzátorem prochází proud, který je svou velikostí srovnatelný s proudem zátěže. Je-li zapnutý spínač V a kondenzátor je nabitý, dioda $V0$ je v závěrném směru a na zátěži bude napětí $u_d = U_C$. Proud i_d protéká přes spínač a zátěž a dochází k vybíjení kondenzátoru. Zdroj napětí U je v tomto intervalu ve zkratu a nárůstu proudu zabírá pouze indukčnost L_U . [2]



Obr. 8 – Průběh napětí a proudů na zátěži pulzního měniče pro snižování a zvyšování napětí [1]

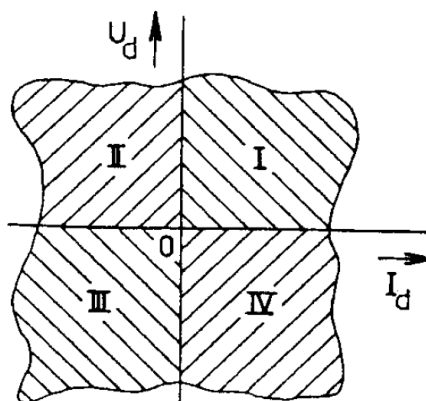
Když dojde k vypnutí spínače V , závěrné napětí na nulové diodě $V0$ zanikne a proud i napájecího zdroje se uzavře přes tlumivku L_U , kondenzátor C a diodu $V0$. Napětí na zátěži bude nulové a proud zátěže poteče rovněž přes diodu $V0$. Střední hodnota napětí na zátěži je dána vztahem [2]

$$U_d = U_C \frac{T_1}{T} \quad (1.4)$$

1.2 Vícekvadrantová spojení pulzních měničů

Předcházející zapojení jsou schopna pracovat pouze v jednom kvadrantu provozní oblasti, tedy nebylo možné měnit polaritu proudu zátěže I_d a napětí na zátěži U_d . Následující vícekvadrantová spojení můžeme rozdělit na: [1]

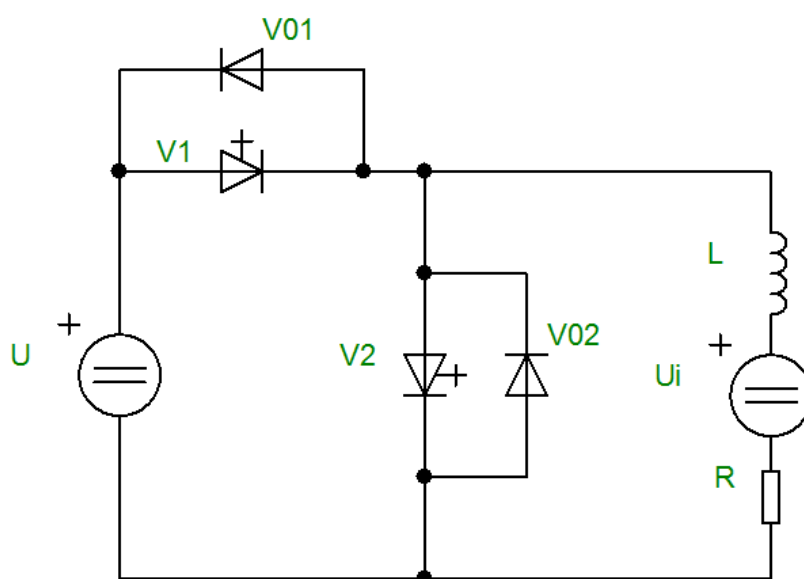
- dvoukvadrantové zapojení s reverzací proudu (I. a II. kvadrant)
- dvoukvadrantové zapojení s reverzací napětí (I. a IV. kvadrant)
- čtyřkvadrantový pulzní měnič



Obr. 9 – Kvadranty provozní oblasti v souřadném systému [2]

Kvadranty provozní oblasti znázorňují polaritu napětí a proudu na zátěži. V prvním kvadrantu jsou napětí i proud kladné, ve druhém kvadrantu je kladné napětí a proud záporný, atd. Je-li jako zátěž použitý motor, představují první a třetí kvadrant motorický chod a druhý a čtvrtý kvadrant generátorické brzdění.

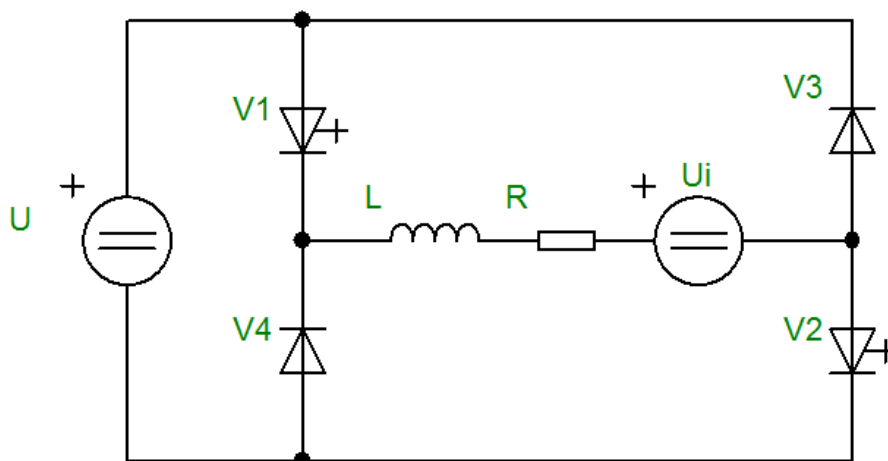
1.2.1 Dvoukvadrantové spojení s reverzací proudu



Obr. 10 – Schéma zapojení dvoukvadrantového spojení pulzního měniče s reverzací proudu

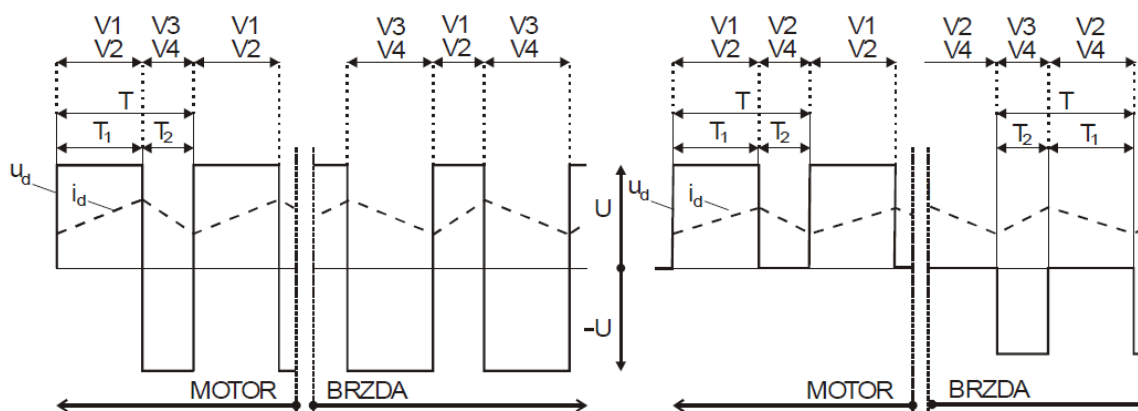
Jedná se o spojení měniče pro snižování a měniče pro zvyšování napětí. Tento měnič může pracovat v I. a ve II. kvadrantu provozní oblasti. Pracuje-li obvod v I. kvadrantu, jsou využívány spínač $V1$ a nulová dioda $V02$, což odpovídá pulznímu měniči pro snižování napětí, a energie se šíří ze zdroje U do zátěže. Při provozu ve II. kvadrantu jsou aktivní spínač $V2$ a oddělovací dioda $V01$ – zapojení měniče pro zvyšování napětí – a zátěž dodává energii do zdroje. [2]

1.2.2 Dvoukvadrantové spojení s reverzací napětí



Obr. 11 – Schéma zapojení dvoukvadrantového spojení pulzního měniče s reverzací napětí

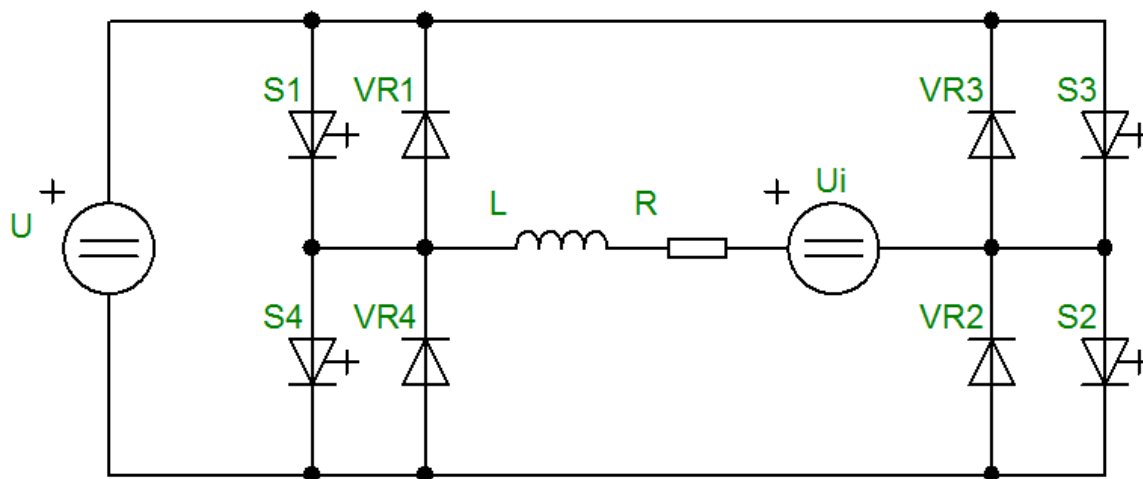
Toto zapojení umožňuje dva způsoby řízení: bipolární a unipolární. Hlavní nevýhodou bipolárního řízení je velká střídavá složka napětí, která způsobuje velký proud na zátěži. Pro připojení kladného napětí jsou v provozu spínače $V1$ a $V2$. Po jejich vypnutí převezmou proud diody $V3$ a $V4$ a změní se polarita napětí na zátěži. Zda měnič pracuje v motorickém nebo generátorickém chodu určuje doba sepnutí spínačů – je-li doba T_1 větší než T_2 , jedná se o motorický režim. Unipolární způsob řízení využívá vždy jen jednu polaritu napětí. V motorickém režimu je napětí na zátěži kladné a obvod se chová jako běžný měnič pro zvyšování napětí. V generátorickém režimu je napětí na zátěži záporné. [1]



Obr. 12 – Průběhy napětí a proudů při bipolárním (vlevo) a unipolárním (vpravo) řízení měniče s reverzací napětí [1]

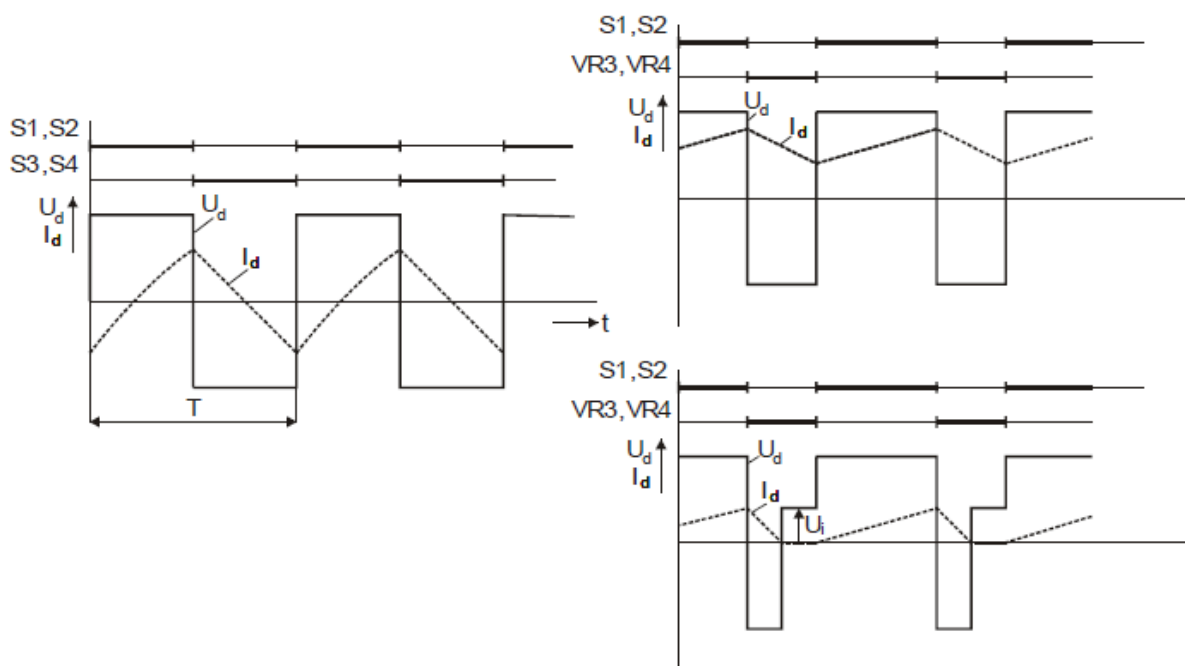
1.2.3 Čtyřkvadrantový pulzní měnič

V pohonech, kde není třeba zabezpečit rychlé přechody mezi jednotlivými kvadranty (například trakční pohony), se reverzace a změna režimu může realizovat i změnou konfigurace obvodu pomocí kontaktních spínacích prvků. Pro použití v pohonech s vysokými nároky na dynamiku, zejména v servopohonech, je však toto řešení nedostačující. Používá se proto čtyřkvadrantový pulzní měnič. [7]



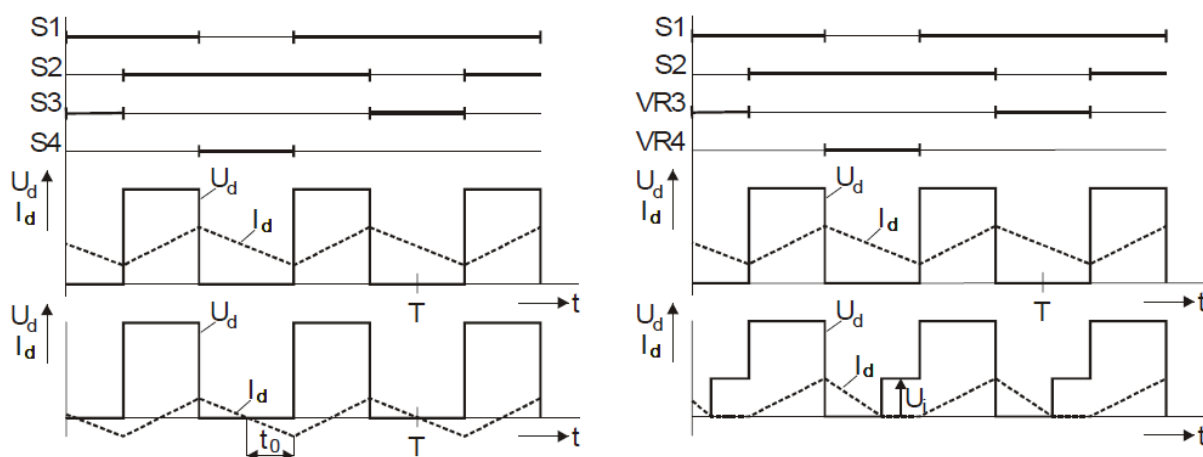
Obr. 13 – Schéma zapojení čtyřkvadrantového pulzního měniče

Toto zapojení umožňuje práci ve všech čtyřech kvadrantech provozní oblasti. Řízení je stejně jako u předchozího případu možné realizovat dvěma způsoby – bipolárně nebo unipolárně. Bipolární řízení se na rozdíl od řízení unipolárního vyznačuje velkým zvlněním proudu na zátěži. [1]



Obr. 14 – Spínací diagram a průběhy napětí a proudů čtyřkvadrantového měniče při bipolárním řízení
a) spínání všech čtyř spínačů, b) spínání dvou spínačů [1]

Řízení je možné provést pomocí všech čtyř spínačů, nebo jen jedné dvojice diagonálně umístěných spínačů – např. S1 a S2, přičemž ve druhém intervalu vedou proud diody VR3 a VR4. V případě použití všech spínačů není možný režim přerušovaného proudu.

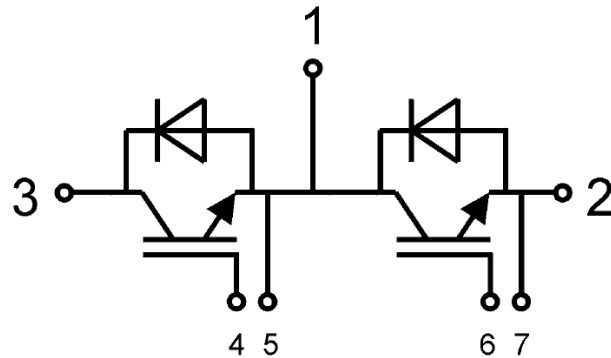


Obr. 15 - Spínací diagram a průběhy napětí a proudů čtyřkvadrantového měniče při unipolárním řízení a) spínání všech čtyř spínačů, b) spínání dvou spínačů [1]

Kvadrant, ve kterém měnič pracuje, je určen prvky, které jsou v daném režimu v činnosti. V praxi se nejčastěji unipolární řízení realizuje střídavým spínáním tranzistorů v diagonále (například S1 a S2) s fázovým posunem $\frac{T}{2}$, bipolární řízení se zajišťuje jejich současným spínáním. [7]

2 Dimenzování a sestavení výkonové části

Pulzní měnič bude sloužit pro napájení budícího vinutí synchronního motoru s budícím vinutím v laboratoři elektrických regulovaných pohonů. Měnič bude pracovat s výstupním napětím přibližně 100 V a proudem asi 10 A. Jako vhodná součástka byl zvolen IGBT modul SKM75GB12T4, který může pracovat s napětím až 1200 V a proudem 115 A. Tento modul se skládá ze dvou IGBT tranzistorů a dvou diod, takže na celou výkonovou část jsou využity dva tyto moduly.



Obr. 16 – Schéma vnitřního zapojení IGBT modulu SKM75GB12T4 [6]



Obr. 17 – IGBT modul SKM75GB12T4 [6]

2.1 Výpočty

Aby nedošlo k tepelnému poškození polovodičových součástek, je nutné zajistit dostatečné chlazení obvodu. V následujícím textu je rozepsán výpočet výkonových ztrát IGBT modulu a výpočet tepelného odporu chladiče, jaký je potřeba pro dostatečné chlazení obvodu. Dále bylo třeba navrhnout kondenzátorovou baterii pro vyhlazení napětí na výstupu usměrňovacího můstku.

2.1.1 Výkonové ztráty

IGBT tranzistor

Předpokládaný proud IGBT tranzistorem:

$$I_D = 10 \text{ A}$$

Předpokládané napětí kolektor – emitor:

$$U_{CE} = 100 \text{ V}$$

Spínací frekvence:

$$f_{SW} = 10 \text{ kHz}$$

Saturační napětí:

$$U_{CE0} = 0,8 \text{ V}$$

Doba zpoždění při zapínání tranzistoru:

$$t_{d(on)} = 150 \text{ ns}$$

Doba zpoždění při vypínání tranzistoru:

$$t_{d(off)} = 370 \text{ ns}$$

Doba náběhu při zapínání tranzistoru:

$$t_r = 39 \text{ ns}$$

Doba sestupu při vypínání tranzistoru:

$$t_f = 66 \text{ ns}$$

Zatěžovatel:

$$z = 0,5$$

Doba sepnutí tranzistoru:

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r = (150 + 39) \cdot 10^{-9} = 189 \text{ ns} \quad (2.1)$$

Doba vypnutí tranzistoru:

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f = (370 + 66) \cdot 10^{-9} = 436 \text{ ns} \quad (2.2)$$

Energie při zapínání tranzistoru:

$$E_{on} = \frac{U_{CE}}{2} \cdot \frac{I_d}{2} \cdot t_{off} = \frac{100}{2} \cdot \frac{10}{2} \cdot 189 \cdot 10^{-9} = 47,25 \text{ } \mu\text{J} \quad (2.3)$$

Energie při vypínání tranzistoru:

$$E_{off} = \frac{U_{CE}}{2} \cdot \frac{I_d}{2} \cdot t_{on} = \frac{100}{2} \cdot \frac{10}{2} \cdot 436 \cdot 10^{-9} = 109 \text{ } \mu\text{J} \quad (2.4)$$

Dynamická energie:

$$E_{SW} = E_{on} + E_{off} = (47,25 + 109) \cdot 10^{-6} = 156,25 \text{ } \mu\text{J} \quad (2.5)$$

Dynamický ztrátový výkon:

$$P_{SW} = E_{SW} \cdot f_{SW} = 1,5625 \cdot 10^{-4} \cdot 10^4 = 1,56 \text{ W} \quad (2.6)$$

Statický ztrátový výkon:

$$P_{COND} = z \cdot (U_{CE0} \cdot I_D + r_c \cdot I_D^2) = 0,5(0,8 \cdot 10 + 22 \cdot 10^{-3} \cdot 10^2) = 5,1 \text{ W} \quad (2.7)$$

Celkový ztrátový výkon tranzistoru:

$$P_{tr} = P_{SW} + P_{COND} = 1,56 + 5,1 = 6,66 \text{ W} \quad (2.8)$$

Ztrátový výkon všech čtyř tranzistorů v měniči:

$$P_{tot} = 4 \cdot P_{tr} = 4 \cdot 6,66 = 26,64 \text{ W} \quad (2.9)$$

Se ztrátovým výkonem diody se ve výpočtu tepelného odporu chladiče a v simulacích nepočítá, ale přesto je zde proveden výpočet ztrátového výkonu pro situaci kdy polovinu periody prochází proud tranzistorem a druhou polovinu vede proud dioda.

Dioda

Prahové napětí diody:

$$U_{T0} = 1,1 \text{ V}$$

Diferenciální odpor diody:

$$r_d = 17,6 \text{ m}\Omega$$

Amplituda proudu diodou:

$$I_m = 10 \text{ A}$$

Zatěžovatel:

$$z = 0,5 = \pi$$

Střední hodnota proudu diodou:

$$I_{FAV} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} [\omega t]_0^\pi = I_m \cdot \frac{\pi}{2\pi} = I_m \cdot \frac{t_z}{T} = 10 \cdot 0,5 = 5 \text{ A} \quad (2.10)$$

Kvadrát efektivní hodnoty proudu diodou:

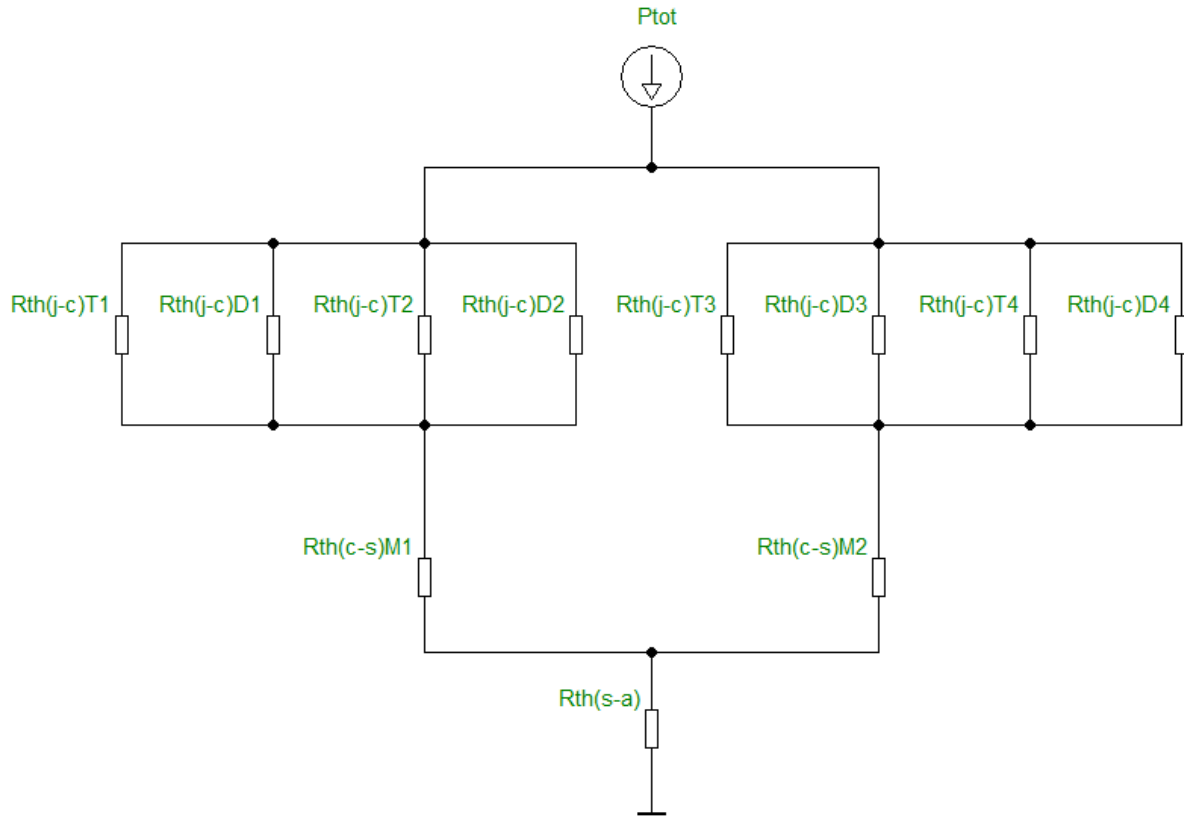
$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m^2 d\omega t = \frac{I_m^2}{2\pi} [\omega t]_0^\pi = I_m^2 \cdot \frac{\pi}{2\pi} = I_m^2 \cdot \frac{t_z}{T} = 100 \cdot 0,5 = 50 \text{ A}^2 \quad (2.11)$$

Střední hodnota ztrátového výkonu diody:

$$P_{FAV} = U_{T0} \cdot I_{FAV} + r_d \cdot I_{RMS}^2 = 1,1 \cdot 5 + 17,6 \cdot 10^{-3} \cdot 50 = 6,38 \text{ W} \quad (2.12)$$

2.1.2 Tepelný odpor chladiče

Tepelný odpor chladiče je zde počítán pro případ největších výkonových ztrát, tedy pro případ, kdy jsou spínány všechny čtyři tranzistory a diodami neprochází proud. Ztrátový výkon diod je tedy v tomto výpočtu zanedbaný.



Obr. 18 – Tepelné schéma výkonové části čtyřkvadrantového pulzního měniče

Tepelný odpor mezi P-N přechodem a pouzdem tranzistoru:

$$R_{th(j-c)T} = 0,38 \text{ K/W}$$

Tepelný odpor mezi P-N přechodem a pouzdem diody:

$$R_{th(j-c)D} = 0,58 \text{ K/W}$$

Tepelný odpor mezi pouzdem modulu a chladičem:

$$R_{th(c-s)} = 0,05 \text{ K/W}$$

Teplota prostředí:

$$T_a = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Maximální teplota P-N přechodu:

$$T_{jMAX} = 175 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Ztrátový výkon všech čtyř tranzistorů v měniči:

$$P_{tot} = 26,64 \text{ W}$$

Tepelný odpor mezi P-N přechody a pouzdem jednoho modulu:

$$R_{th\text{ MODUL}} = \frac{R_{th(j-c)T} \cdot R_{th(j-c)D}}{2 \cdot (R_{th(j-c)T} + R_{th(j-c)D})} = \frac{0,38 \cdot 0,58}{2 \cdot (0,38 + 0,58)} = 0,115 \text{ K/W} \quad (2.13)$$

Tepelný odpor mezi pouzdry modulů a chladičem:

$$R_{th\Sigma} = \frac{R_{thMODUL} + R_{th(c-s)}}{2} = \frac{0,115 + 0,05}{2} = 0,0825 \text{ K/W} \quad (2.14)$$

Tepelný odpor chladiče:

$$\Delta T = P_{tot} \cdot \Sigma R_{th} \quad (2.15)$$

$$T_{jMAX} - T_a = P_{tot} \cdot (R_{th\Sigma} + R_{th(s-a)}) \quad (2.16)$$

$$R_{th(s-a)} = \frac{T_{jMAX} - T_a}{P_{tot}} - R_{th\Sigma} \quad (2.17)$$

$$R_{th(s-a)} = \frac{175 - 40}{26,64} - 0,0825 = 4,98 \text{ K/W} \quad (2.18)$$

Použitý chladič tedy musí mít tepelný odpor menší než hodnota 4,98 K/W. Při realizaci zapojení byl použit chladič P3/300 s tepelným odporem 0,33 K/W doplněný ventilátorem, který snižuje tepelný odpor až na 0,097 K/W. [3] Zapojení je tedy naddimenzované a přehřátí obvodu nehrozí.

2.1.3 Návrh kondenzátorové baterie

Předpokládaný proud kondenzátorem:

$$I = 10 \text{ A}$$

Efektivní hodnota sdruženého napětí na vstupu usměrňovače:

$$U_{RMSsdr} = 54 \text{ V}$$

Minimální napětí na kondenzátoru:

$$U_{min} = 60 \text{ V}$$

Počet pulzů usměrňovače:

$$p = 6$$

Síťová frekvence:

$$f = 50 \text{ Hz}$$

Výpočet vlastního kmitočtu šestipulzního usměrňovače

$$f_{REC} = p \cdot f = 6 \cdot 50 = 300 \text{ V} \quad (2.19)$$

Výpočet maximálního napětí

$$U_{max} = U_{RMSsdr} \cdot \sqrt{2} = 76,37 \text{ V} \quad (2.20)$$

Výpočet střední hodnoty usměrněného napětí

$$U_{dAV} = U_{RMSsdr} \cdot 1,35 = 73 \text{ V} \quad (2.21)$$

Výpočet výkonu usměrňovače

$$P = U_{dAV} \cdot I = 73 \cdot 10 = 730 \text{ VA} \quad (2.22)$$

Výpočet kapacity

$$C_{min} = \frac{2 \cdot P}{(U_{max}^2 - U_{min}^2) \cdot f_{REC}} = \frac{2 \cdot 730}{(76,37^2 - 60^2) \cdot 300} = 2,18 \text{ mF} \rightarrow 2,2 \text{ mF} \quad (2.23)$$

Výpočet doby nabíjení

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{U_{min}}{U_{max}}\right)}{2\pi f} = \frac{\arccos\left(\frac{60}{76,37}\right)}{2\pi \cdot 50} = 2,12 \text{ ms} \quad (2.24)$$

Výpočet doby vybíjení

$$t_{DC} = \frac{1}{f_{REC}} - t_c = \frac{1}{300} - 2,12 \cdot 10^{-3} = 1,21 \text{ ms} \quad (2.25)$$

Výpočet celkového efektivního proudu

$$I_{RMS} = C \cdot \Delta U \cdot \sqrt{\frac{f_{REC}}{t_c(1-f_{REC} \cdot t_c)}} = 2,2 \cdot 10^{-3} \cdot (76,37 - 60) \cdot \sqrt{\frac{300}{2,12 \cdot 10^{-3} \cdot (1 - 300 \cdot 2,12 \cdot 10^{-3})}} = 22,46 \text{ A} \quad (2.26)$$

Volba konkrétního kondenzátoru

Zvolil jsem kondenzátor K02450222 s kapacitou $C = 2,2 \text{ mF}$

| Cap μF | Ø x L mm | Tan δ MAX 100 Hz 20°C | ESR TYP m Ω 100 Hz 20°C | Z TYP m Ω 10 kHz 20°C | Ir a.c. A max 100 Hz 105°C | PART NUMBER stud and insert style excluded |
|-----------|-------------|--------------------------------|----------------------------------|--------------------------------|-------------------------------------|--|
| 100 | 35x60 | 0.11 | 800 | 650 | 1.2 | K02450101__M0E060 |
| 150 | 35x60 | 0.11 | 550 | 490 | 1.6 | K02450151__M0E060 |
| 220 | 35x60 | 0.11 | 370 | 310 | 1.8 | K02450221__M0E060 |
| 330 | 35x79 | 0.11 | 240 | 210 | 2.4 | K02450331__M0E079 |
| 470 | 51x79 | 0.11 | 200 | 179 | 3.0 | K02450471__M0G079 |
| 680 | 51x105 | 0.11 | 140 | 128 | 4.2 | K02450681__M0G105 |
| 1000 | 51x105 | 0.11 | 100 | 88 | 4.4 | K02450102__M0G105 |
| 1000 | 63x105 | 0.11 | 100 | 88 | 5.3 | K02450102__M0H105 |
| 1500 | 63x105 | 0.11 | 63 | 57 | 5.7 | K02450152__M0H105 |
| 1500 | 76x105 | 0.11 | 63 | 57 | 6.6 | K02450152__M0J105 |
| 2200 | 76x143 | 0.11 | 60 | 47 | 8.8 | K02450222__M0J143 |
| 3300 | 76x143 | 0.15 | 35 | 30 | 10.4 | K02450332__M0J143 |

Obr. 19 – Tabulka parametrů kondenzátorů typ K02 od firmy Kendeil [4]

Proud I_r je dimenzován pro parametry 100 Hz a 105°C. Pulzní měnič ale bude pracovat s vyšší frekvencí a nebude dosahovat tak vysoké teploty. Proto je potřeba proud I_r přepočítat pomocí korekčních koeficientů.

Refer to table at 105°C and 100Hz. For different temperature and frequency multiplier must be used as follows:

| | | | | | | | | | | |
|------------------------------|-------|-------|--------|--------|--------|------|------|-------|-------|--|
| FREQUENCY | 50Hz | 100Hz | 500 Hz | 1000Hz | >10kHz | | | | | |
| MULTIPLIER | 0.8 | 1.0 | 1.2 | 1.3 | 1.5 | | | | | |
| AMBIENT TEMP | 35°C | 45°C | 55°C | 65°C | 75°C | 85°C | 95°C | 105°C | 110°C | |
| MULTIPLIER | 3.0 | 2.80 | 2.60 | 2.40 | 2.20 | 1.80 | 1.5 | 1.0 | 0.5 | |
| Maximum internal temperature | 108°C | | | | | | | | | |

Due to the current load capability of the contact elements, the following limits must not be exceeded:

| | | | | | |
|--------------------|------|------|------|------|------|
| CAPACITOR DIAMETER | 35mm | 51mm | 63mm | 76mm | 90mm |
| Maximum current | 20A | 30A | 40A | 50A | 70A |

Obr. 20 – Tabulka koeficientů pro přepočítání proudu I_r pro požadované parametry [4]

Předpokládaná spínací frekvence je 10 kHz a teplota by neměla přesahovat 55°C.

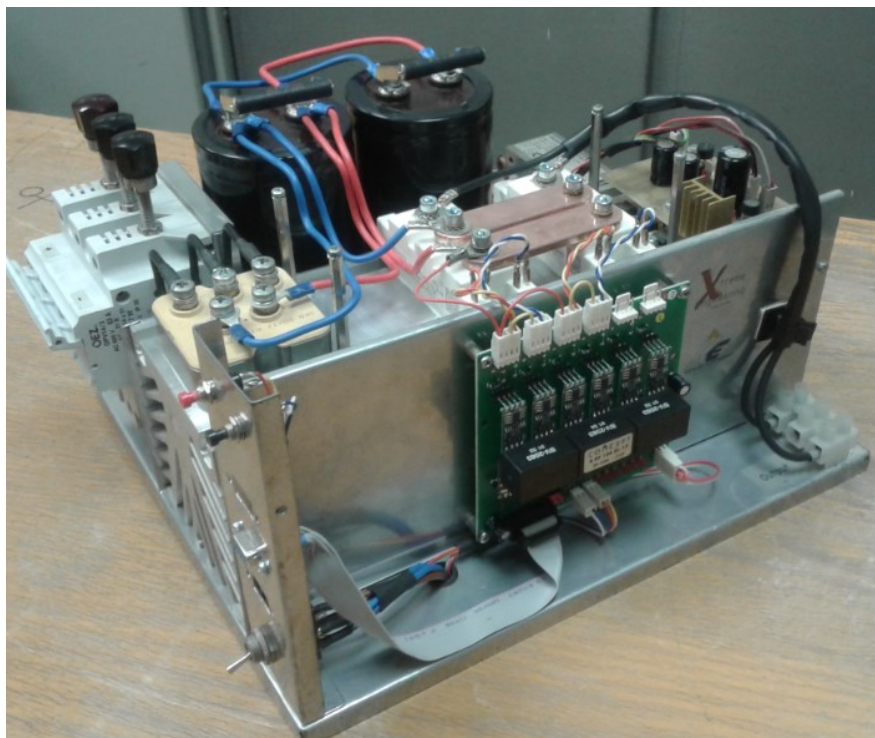
Výpočet maximální přípustné hodnoty efektivního proudu s uvažováním korekčních koeficientů:

$$I_{r2} = I_r \cdot 2,6 \cdot 1,5 = 8,8 \cdot 2,6 \cdot 1,5 = 34,32 \text{ A} \quad (2.27)$$

Zvoleným kondenzátorem může tedy protékat efektivní proud o hodnotě nejvýše 34,22 A. Z výsledku vztahu 2.26 je patrné, že efektivní proud bude maximálně 22,46 A. Kondenzátor je tedy dostačující.

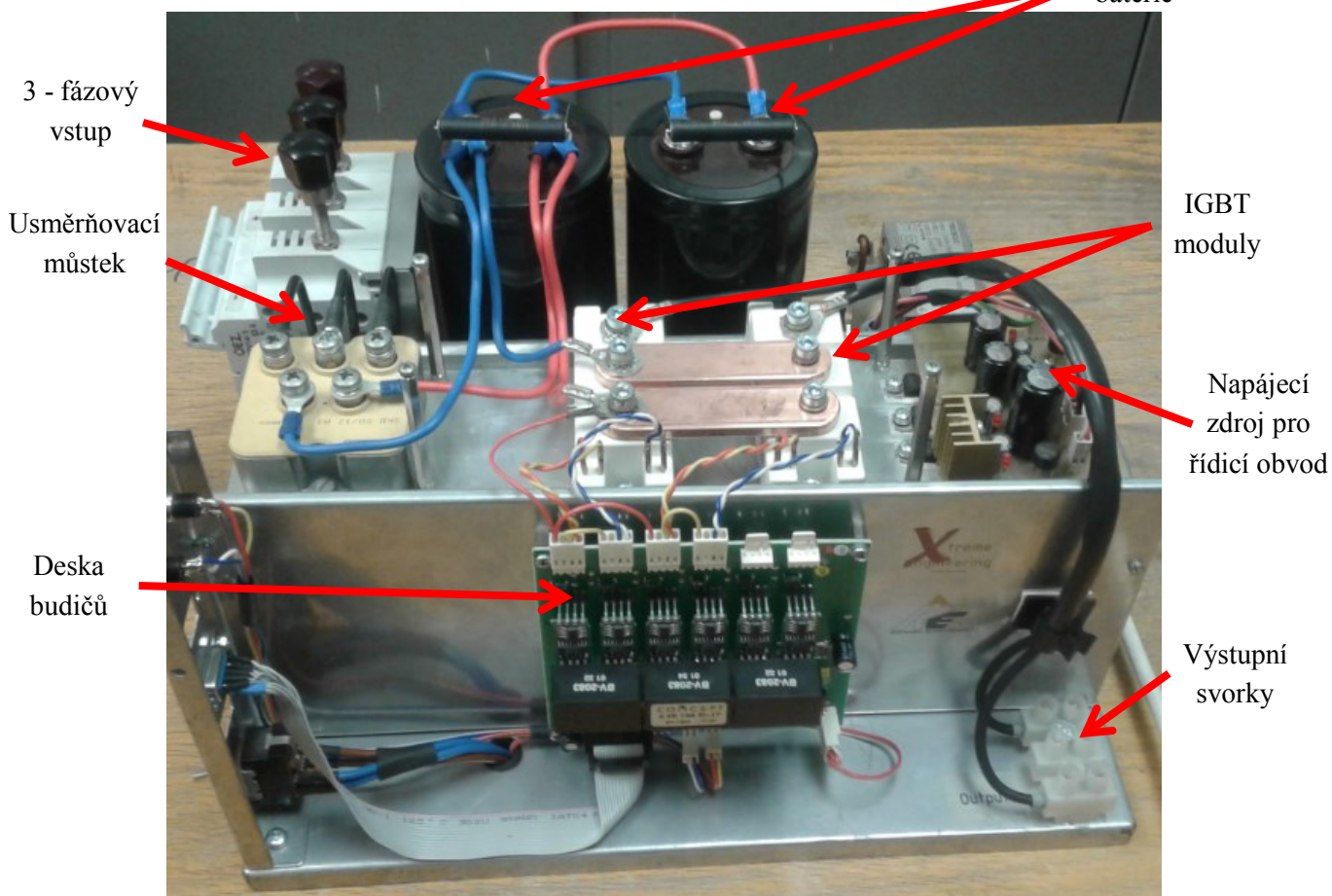
2.2 Realizace

Jak již bylo zmíněno výše, hlavní částí výrobku jsou dva půlmůstky s IGBT tranzistory SKM75GB12T4. Vstupní trojfázové napětí je usměrňováno usměrňovacím můstkem SKD50-16. Usměrněné napětí je vyhlazeno dvěma paralelně spojenými kondenzátory Kendeil K02450222. Spojení kondenzátorů má celkovou kapacitu $C = 4,4 \text{ mF}$. Tranzistory jsou spínány pomocí řídicího obvodu, jehož hlavní částí je budicí modul SCALE 6SD106EI-17 od firmy CONCEPT. Deska budičů je napájena ze stabilizovaného zdroje.



Obr. 21 – Fotografie hotového výrobku

Kondenzátorová
baterie



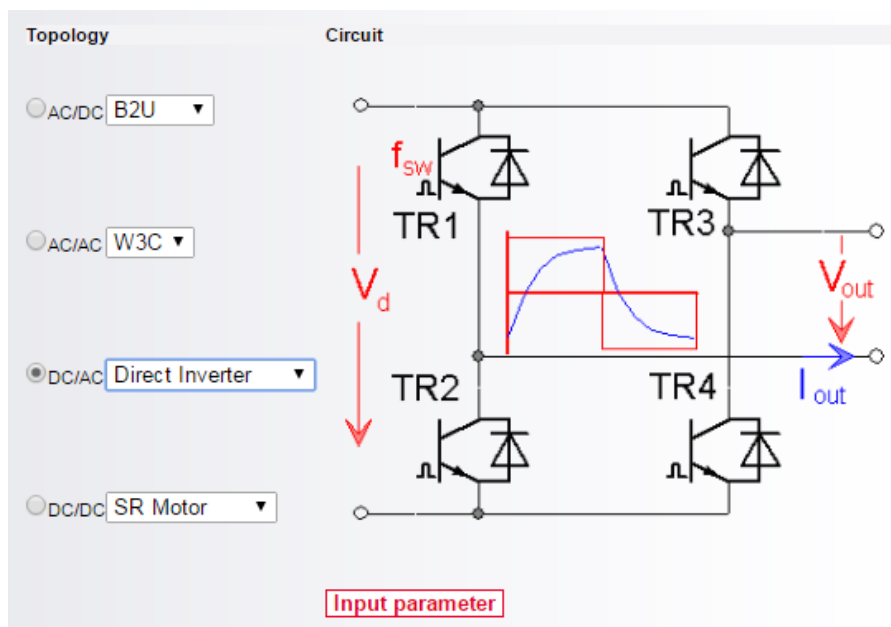
Obr. 22 – Fotografie hotového výrobku a popis jednotlivých částí

3 Simulační a experimentální ověření zapojení

Simulační ověření bylo provedeno ve dvou programech – Semisel a OrCAD/PSpice. V programu Semisel byly ověřeny výsledky výpočtů výkonových ztrát a v programu OrCAD/PSpice byly simulovány napěťové a proudové průběhy na zátěži čtyřkvadrantového pulzního měniče.

3.1 Simulace v programu Semisel

Simulační software Semisel je program, který je volně přístupný na internetových stránkách společnosti Semikron. Je zde možné zvolit konkrétní součástku od firmy Semikron, zvolit v jakém zapojení bude daná součástka používána, nastavit požadované chlazení obvodu a program poté provede simulaci. Výsledkem simulace jsou hodnoty ztrátového výkonu jednotlivých součástek, ztrátový výkon celého měniče a teplotní graf.

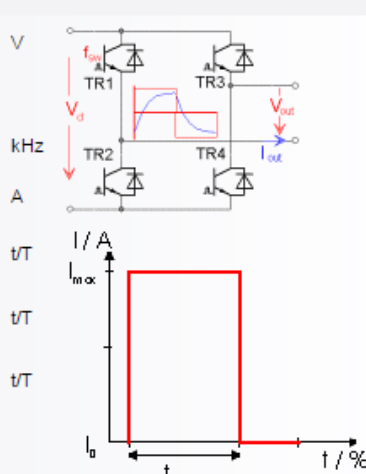


Obr. 23 – Volba zapojení v programu Semisel [3]

Prvním krokem, který předchází simulaci je volba zapojení. Jelikož v kategorii DC/DC není nabízeno schéma čtyřkvadrantového pulzního měniče, byla zvolena možnost „Direct Inverter“ z kategorie DC/AC měničů. Jedná se o zapojení jednofázového střídače, které je totožné se zapojením čtyřkvadrantového pulzního měniče, takže je možné toto schéma použít.

DC/AC Direct Inverter


| circuit parameter | |
|---------------------|---------------------|
| Input voltage | V_{in} 100 V |
| Wave form | Rectangular ▼ |
| Switching frequency | f_{sw} 10 kHz |
| Output current | I_{max} 10 A |
| | t_{edge} 0 t/T |
| | t_{roof} 0.5 t/T |
| | t_{edge2} 0.0 t/T |



Obr. 24 – Volba parametrů obvodu v programu Semisel [3]


Dalším krokem je nastavení požadovaných parametrů obvodu. Jak je patrné z obrázku výše, byly nastaveny parametry napětí $V_{in} = 100V$, obdélníkový průběh, spínací frekvence $f_{sw} = 10kHz$, maximální proud $I_{max} = 10A$ a šířka pulzu jako polovina periody.

Select your package and device ☐ Add former generation




SEMITRANS

SKM75GB12T4 ▼




SKiIP

SKiIP3614GB12E4-6DUL ▼



MiniSKiIP

SKiIP39AC066V4 ▼



SEMITOP

SK115MAA20* ▼

Enter the calculation methode

☒ Use typical values
☐ Use maximum values

Enter the correction factor of the switching losses

Transistor
 diode

Obr. 25 – Volba použité součástky v programu Semisel [3]

Následuje volba konkrétní součástky od firmy Semikron. Zvolená součástka SKM75GB12T4 je ze skupiny SEMITRANS 2, ve které jsou jednoduché spínače a půlmůstky o rozměrech 94x34x30 mm. [3]

DC/AC - Cooling

Ambient and heat sink parameter

Ambient temperature T_a °C

elements mounted

number of switches per heat sink

number of parallel devices on the same heat sink

Additional power source at this heat sink W

Cooling:

☒ predefined type Cooling methode ▾

SK model ▾

Correction factor

flow rate m³/h (air) or l/min (liquid)

$R_{th(s-a)}$ K/W

$R_{th(s-a)} * c$ correction K/W

☐ Self defined heat sink

| | τ_{th} | R_{th} |
|---|--------------------------------|--------------------------------|
| 1 | <input type="text" value="1"/> | <input type="text" value="0"/> |
| 2 | <input type="text" value="1"/> | <input type="text" value="0"/> |
| 3 | <input type="text" value="1"/> | <input type="text" value="0"/> |
| 4 | <input type="text" value="1"/> | <input type="text" value="0"/> |
| 5 | <input type="text" value="1"/> | <input type="text" value="0"/> |
| 6 | <input type="text" value="1"/> | <input type="text" value="0"/> |

☐ fixed heat sink temperature °C

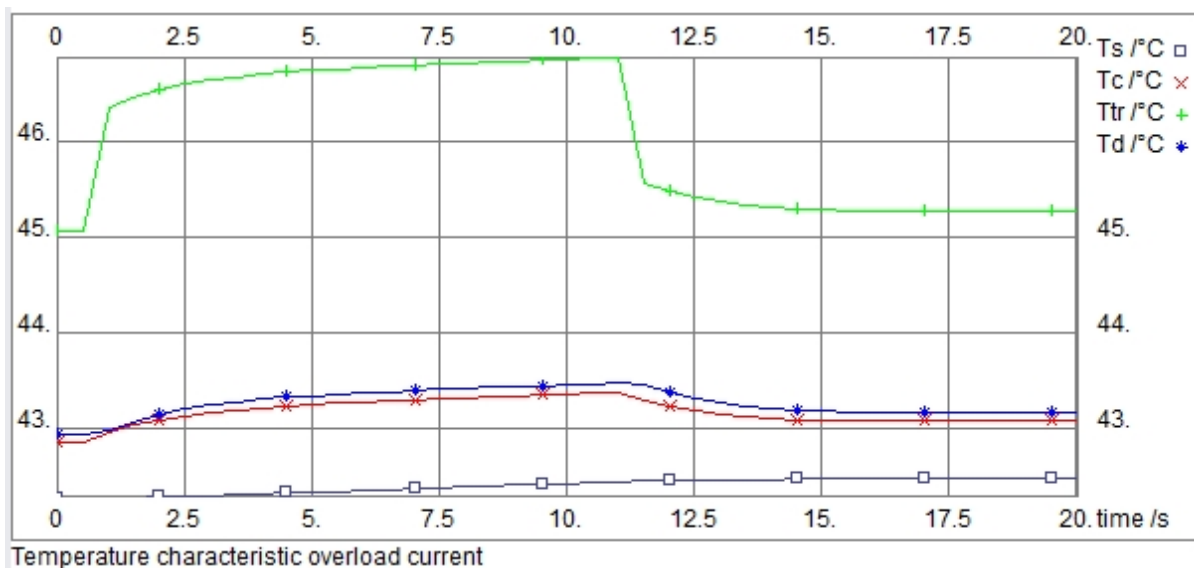
Obr. 26 – Nastavení chlazení obvodu v programu Semisel [3]

Posledním bodem nastavení simulace je zvolení parametrů chlazení. Požadovaná teplota okolí byla nastavená na 40°C stejně jako byla uvažována při výpočtu tepelného odporu chladiče.

| | Rated current | Overload |
|----------------|---------------|----------|
| $P_{cond\ tr}$ | 4.67 W | 7.57 W |
| $P_{sw\ tr}$ | 1.09 W | 1.65 W |
| P_{tr} | 5.76 W | 9.22 W |
| $P_{cond\ d}$ | 0.00 W | 0.00 W |
| $P_{sw\ d}$ | 0.15 W | 0.19 W |
| P_d | 0.15 W | 0.19 W |
| P_{tot} | 24 W | 38 W |
| T_s | 42 °C | 43 °C |
| T_c | 43 °C | 43 °C |
| T_{tr} | 45 °C | 47 °C |
| T_d | 43 °C | 43 °C |

Obr. 27 – Výsledky simulace v programu Semisel [3]

Po zadání všech parametrů proběhla simulace. Výsledky jsou srovnatelné s výpočty provedenými v předchozí kapitole – vztahy 2.6 – 2.9. Výsledky získané v programu Semisel se nepatrně liší od vlastních výpočtů, a to proto, že tento program při výpočtech uvažuje teplotní závislosti saturačního napětí a diferenciálního odporu konkrétních součástek. Tyto závislosti byly ve vlastním výpočtu zanedbány.



Obr. 28 – Výsledný graf časového průběhu teploty měniče z programu Semisel [3]

Z teplotního grafu je možné vyčíst, že maximální hodnota teploty tranzistoru je 47°C, což se maximální povolené teplotě P-N přechodu 175°C ani zdaleka neblíží.

3.2 Simulace v programu OrCAD/PSpice

Další simulace byla provedena v programu OrCAD/PSpice. Výsledkem simulace tohoto programu jsou průběhy napětí a proudu na zátěži čtyřkvadrantového pulzního měniče. Před sestavením simulačních schémat bylo nutné nastavit parametry jednotlivých součástek tak, aby odpovídaly katalogovým hodnotám parametrů zvolených součástek.

| Absolute Maximum Ratings | | | |
|--------------------------|--|--|--------------------|
| Symbol | Conditions | Values | Unit |
| IGBT | | | |
| V_{CES} | $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ | 1200 | V |
| I_C | $T_J = 175\text{ }^{\circ}\text{C}$ | $T_C = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_C = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$ | A |
| | | 115 88 | A |
| I_{Cnom} | | 75 | A |
| I_{CRM} | $I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$ | 225 | A |
| V_{GES} | | -20 ... 20 | V |
| t_{psc} | $V_{CC} = 800\text{ V}$ $V_{GE} \leq 15\text{ V}$ $V_{CES} \leq 1200\text{ V}$ | $T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ 10 | μs |
| T_J | | -40 ... 175 | $^{\circ}\text{C}$ |

Obr. 29 – Parametry IGBT modulu SKM75GB12T4 uvedené v katalogu [6]

| Smoke Parameters | | | |
|---|-----------------------|-------|------|
| These are Device Maximum Operating condition parameters required for Smoke Analysis | | | |
| Device Max Ops | Description | Value | Unit |
| IG | Max gate current | | A |
| IC | Max collector current | 115.0 | A |
| VCG | Max C-G voltage | | V |
| VCE | Max C-E voltage | 1200 | V |
| VGEF | Max forward VGE | 20 | V |
| VGER | Max reverse VGE | 20 | V |
| PDM | Max pwr dissipation | 100 | W |
| TJ | Max junction temp. | 175 | C |
| RJC | J-C thermal resist. | 0.38 | C/W |
| RCA | C-A thermal resist. | 0.05 | C/W |

Obr. 30 – Zadávání parametrů IGBT tranzistoru do PSpice modelu

V některých případech bylo požadováno zadání parametrů, které nebyly v katalogu součástek popsány, takže bylo třeba provést jejich výpočet nebo bylo jejich pole ponecháno prázdné.

| Inverse diode | | | | | |
|----------------|--|-----------------------------------|-------------|------|------------------|
| I_F | $T_j = 175\text{ }^\circ\text{C}$ | $T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | 97 | | A |
| | | $T_c = 80\text{ }^\circ\text{C}$ | 73 | | A |
| I_{Fnom} | | | 75 | | A |
| I_{FRM} | $I_{FRM} = 3I_{Fnom}$ | | 225 | | A |
| I_{FSM} | $t_p = 10\text{ ms}$, $\sin 180^\circ$, $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | | 430 | | A |
| T_j | | | -40 ... 175 | | $^\circ\text{C}$ |
| $V_F = V_{EC}$ | $I_F = 75\text{ A}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$ chiplevel | $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | 2.17 | 2.49 | V |
| | | $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ | 2.11 | 2.42 | V |
| V_{F0} | chiplevel | $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | 1.3 | 1.5 | V |
| | | $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ | 0.9 | 1.1 | V |
| r_F | chiplevel | $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | 11.6 | 13.2 | $\text{m}\Omega$ |
| | | $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ | 16.1 | 17.6 | $\text{m}\Omega$ |
| I_{RRM} | $I_F = 75\text{ A}$ $di/dt_{off} = 990\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $V_{CC} = 600\text{ V}$ | $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ | 37 | | A |
| Q_{rr} | | $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ | 12.6 | | μC |
| E_{rr} | | $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ | 4.7 | | mJ |
| $R_{th(j-c)}$ | per diode | | 0.58 | | K/W |

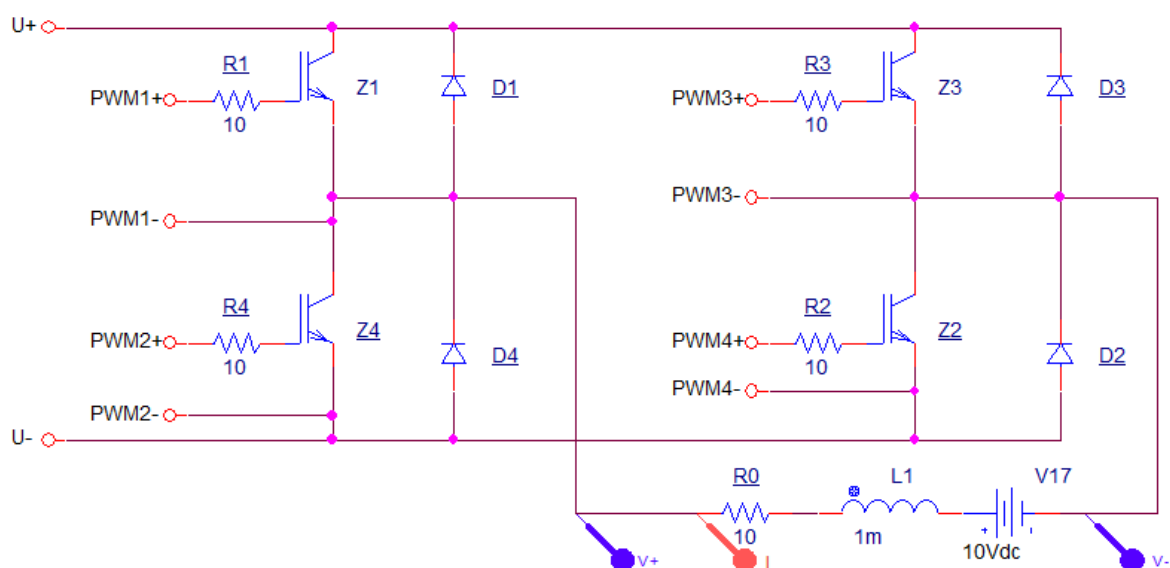
Obr. 31 – Parametry diody v modulu SKM75GB12T4 uvedené v katalogu [6]

| Smoke Parameters | | | |
|---|----------------------|-------|------|
| These are Device Maximum Operating condition parameters required for Smoke Analysis | | | |
| Device Max Ops | Description | Value | Unit |
| IF | Max forward current | 97 | A |
| VR | Peak reverse voltage | 100 | V |
| PDM | Max pwr dissipation | 15 | W |
| TJ | Max junction temp | 175 | C |
| RJC | J-C thermal resist | 0.58 | C/W |
| RCA | C-A thermal resist | | C/W |

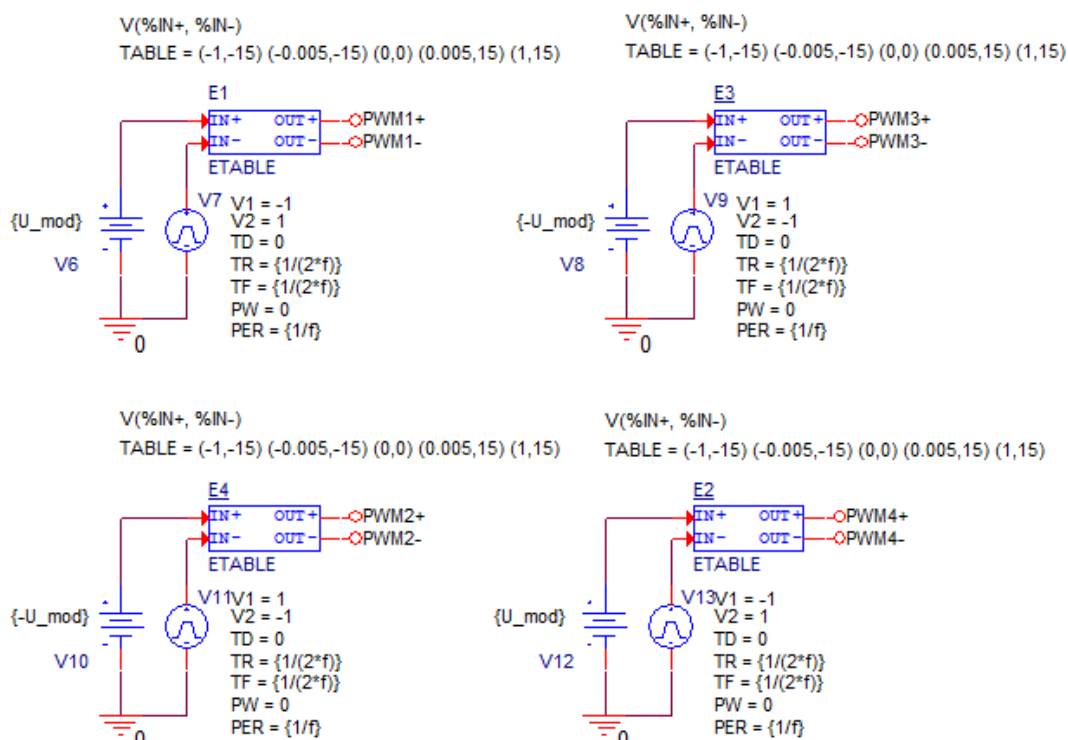
Obr. 32 – Zadávání parametrů zpětné diody do PSpice modelu

3.2.1 Simulační schémata

Po nastavení parametrů simulačních modelů jednotlivých součástek byla v programu OrCAD/PSpice sestavena schémata výkonové části, řídicí části a napájecího zdroje. Simulační ověření probíhalo v napěťovém rozsahu 110 V a proudovém rozsahu 3 A.



Obr. 33 – Schéma výkonové části pulzního měniče v simulačním programu OrCAD/PSpice



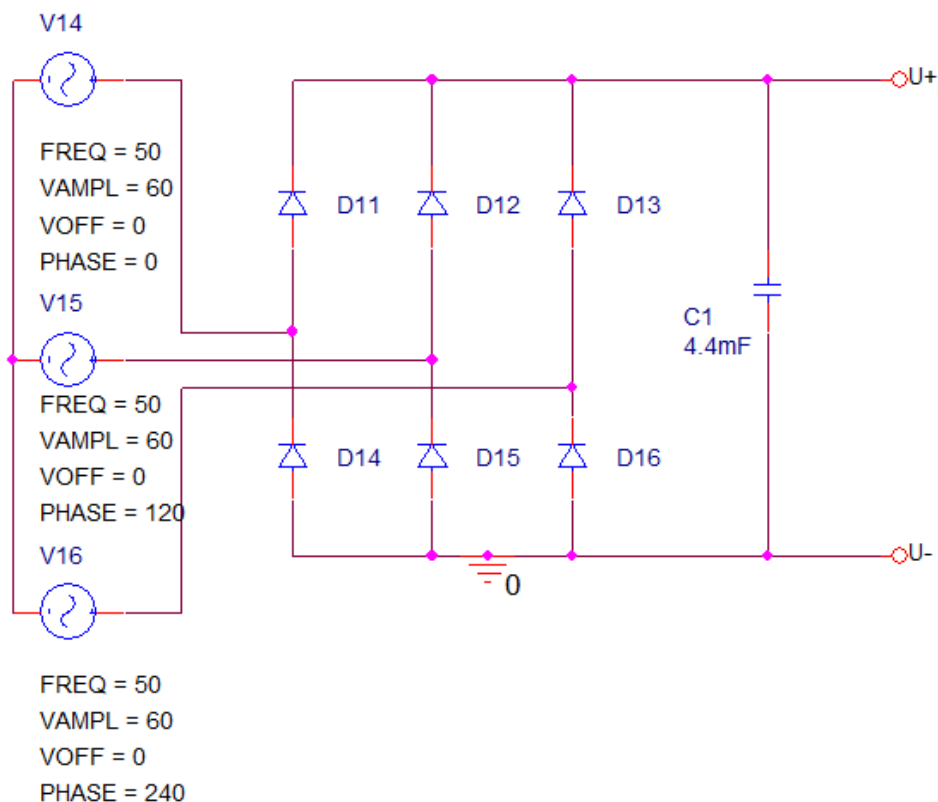
PARAMETERS:

$U_mod = 0$

$f = 10000$

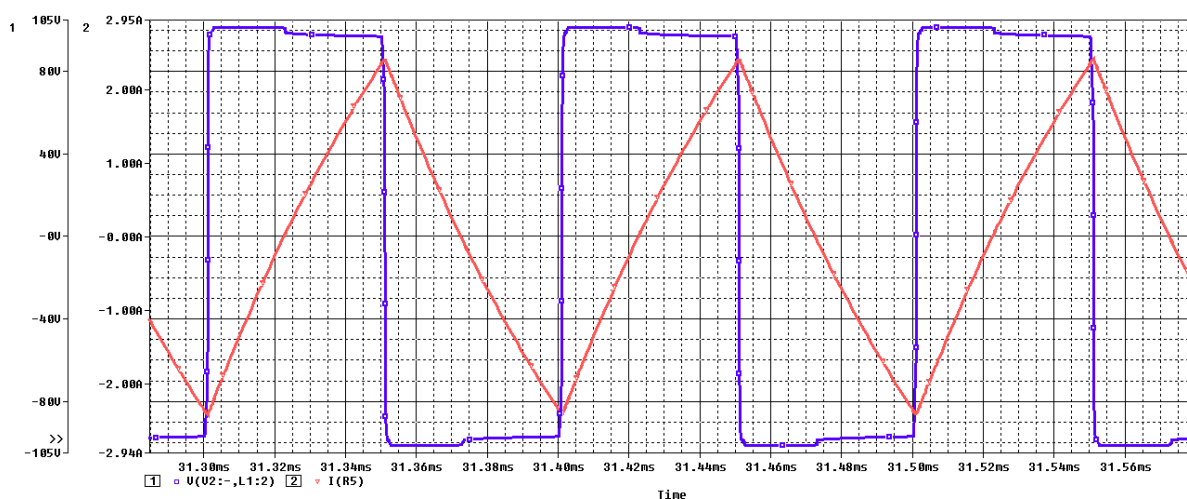
Obr. 34 – Schéma řídicí části pulzního měniče v simulačním programu OrCAD/PSpice pro případ bipolárního řízení se spínáním všech čtyř tranzistorů

V řídicí části bylo použito ovládání pomocí pulzně šířkové modulace. Ke každému ze čtyř IGBT tranzistorů náleží dvojice zdrojů – jeden pulzní a jeden stejnosměrný zdroj. Pulzní zdroj vytváří pilový průběh napětí a stejnosměrný zdroj představuje zdroj referenčního napětí. Pomocí součástky ETABLE dochází ke komparování hodnot těchto dvou zdrojů a na hradla IGBT tranzistorů pak vstupuje obdélníkový signál. Speciální součástka PARAM je zde použita tak, aby bylo možné řídit napětí stejnosměrného zdroje a frekvenci pulzního zdroje. Změnou frekvence pulzního zdroje dojde ke změně spínací frekvence měniče. Změnou referenčního napětí (parametr U_mod) se řídí šířka pulzu resp. doba sepnutí určitých spínačů. Je-li $U_mod = 0$, pak je zatěžovatel roven 0,5 a šířka kladného a záporného napěťového pulzu na zátěži jsou si rovny. Takto lze parametr U_mod měnit v rozsahu od -1 do 1. Pokud je $U_mod = 1$, pak už na zátěži není obdélníkový průběh napětí, ale kladné stejnosměrné napětí. Pro $U_mod = -1$ platí stejná situace, ale napětí na zátěži bude záporné.

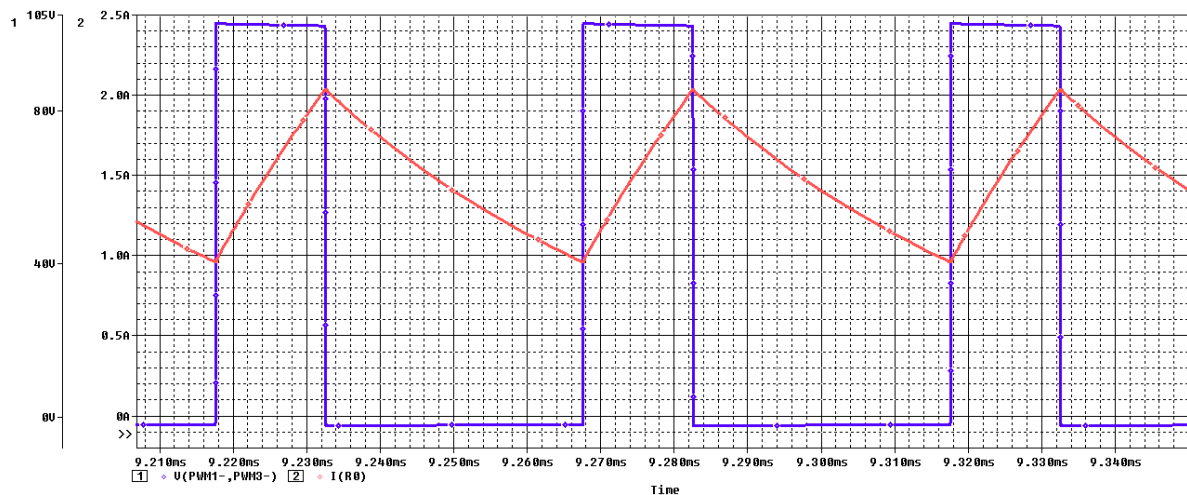


Obr. 35 – Schéma napájecího zdroje

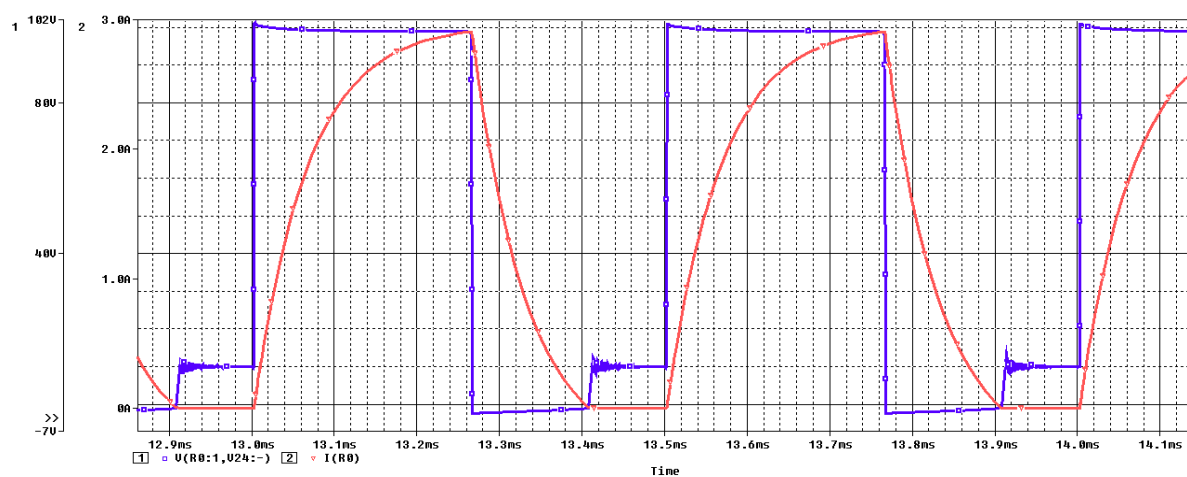
3.2.2 Průběhy simulací



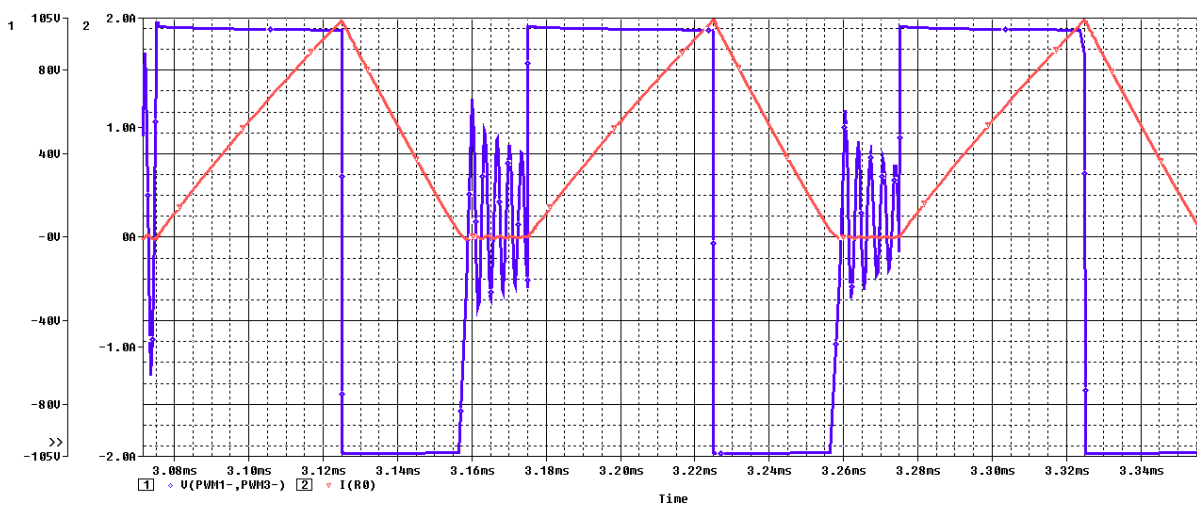
Obr. 36 – Průběh napětí a proudu na zátěži čtyřkvadrantového pulzního měniče s bipolárním řízením – spojitý proud



Obr. 37 – Průběh napětí a proudu na zátěži čtyřkvadrantového pulzního měniče s unipolárním řízením – spojitý proud



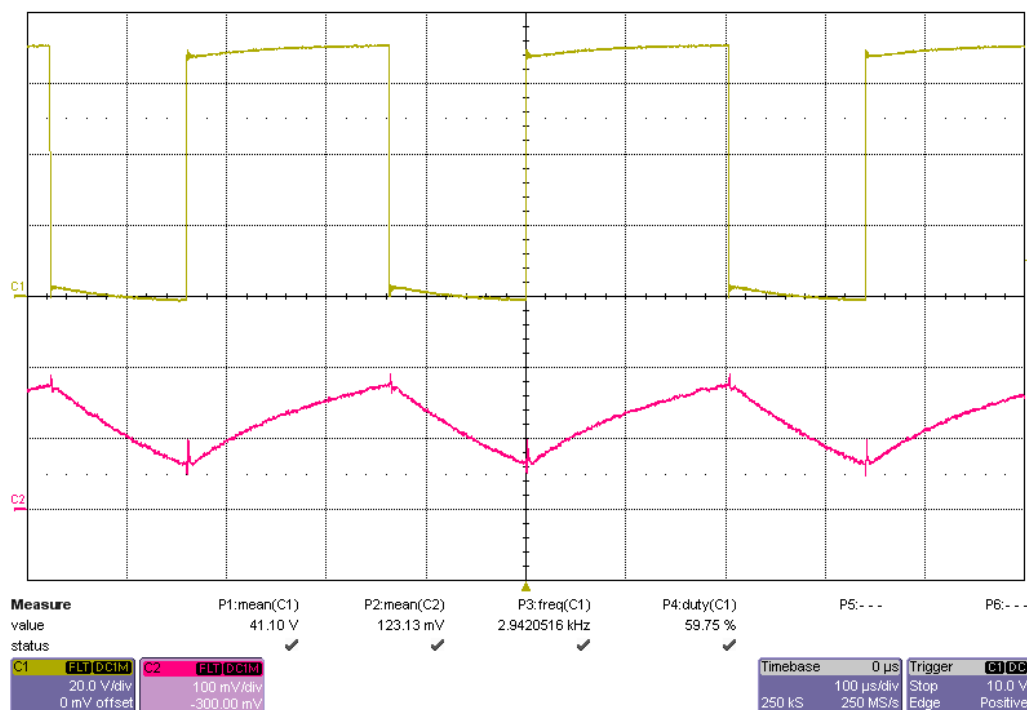
Obr. 38 – Průběh napětí a proudu na zátěži čtyřkvadrantového pulzního měniče s unipolárním řízením – přerušovaný proud



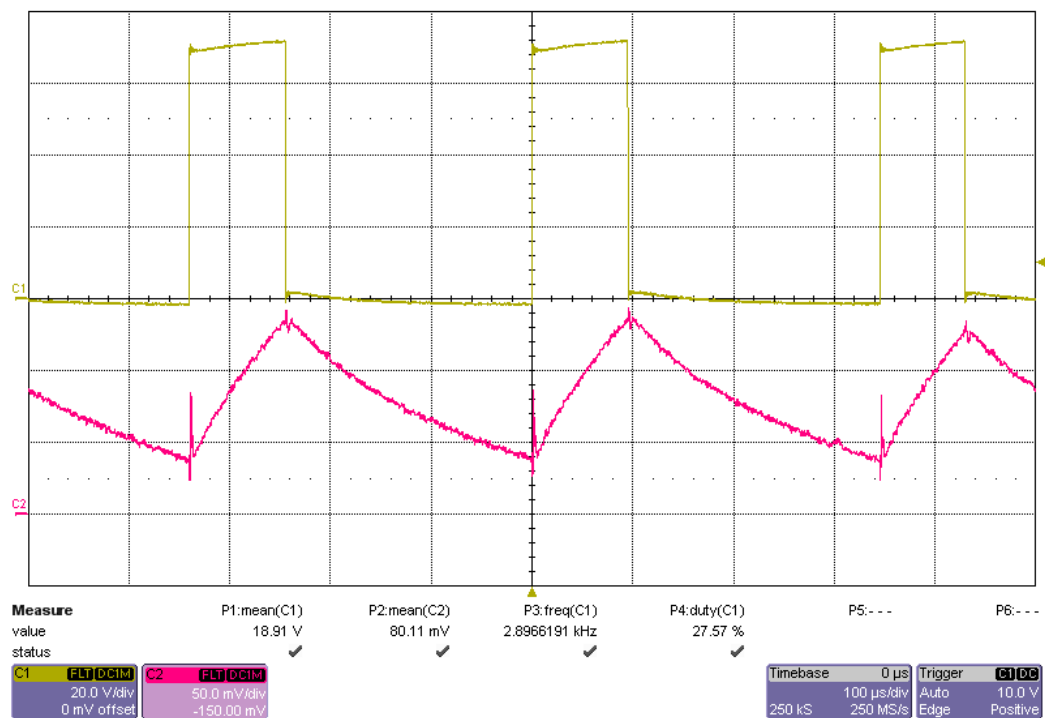
Obr. 39 – Průběh napětí a proudu na zátěži čtyřkvadrantového pulzního měniče s bipolárním řízením – přerušovaný proud

3.3 Experimentální ověření realizovaného zapojení

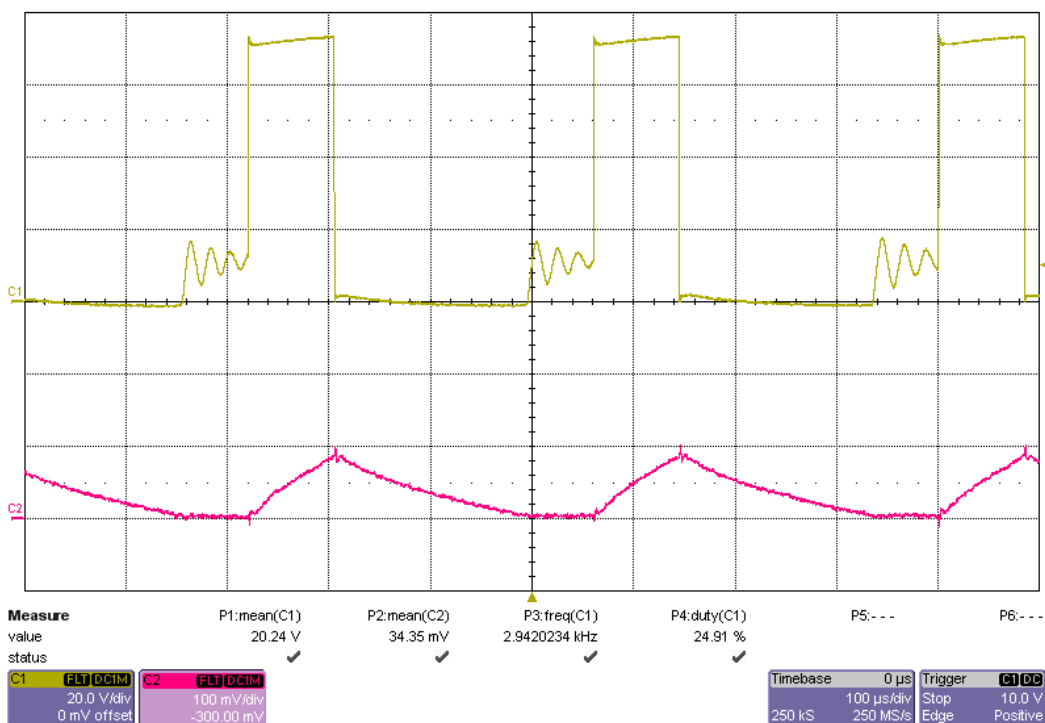
Po zkompletování výrobku bylo v laboratoři elektrických pohonů provedeno měření. Měření proběhlo v režimu unipolárního řízení. Napětí v meziobvodu bylo nastaveno na přibližně 70 V a spínací frekvence 3 kHz. Žlutou barvou je zobrazen průběh napětí na zátěži a růžovou barvou průběh proudu zátěží. Číselné hodnoty v obrázcích pod průběhy z osciloskopu představují veličiny naměřené osciloskopem: P1 je střední hodnota napětí na zátěži, P2 je střední hodnota proudu zátěží naměřená proudovou sondou v rozsahu 100 mV/A, P3 představuje spínací frekvenci a P4 je poměr doby sepnutí k periodě vyjádřený v procentech neboli zatěžovatel. Jak je na průbězích viditelné, zvětšením doby, kdy je na zátěž připojeno napětí zdroje dojde ke zvýšení střední hodnoty napětí na zátěži. První dva průběhy na obrázcích Obr. 40 a Obr. 41 byly naměřeny na RL zátěži. Poté byl do zátěže připojen olověný akumulátor jako zdroj protinapětí pro zobrazení průběhu přerušovaného proudu (Obr. 42 a 43).



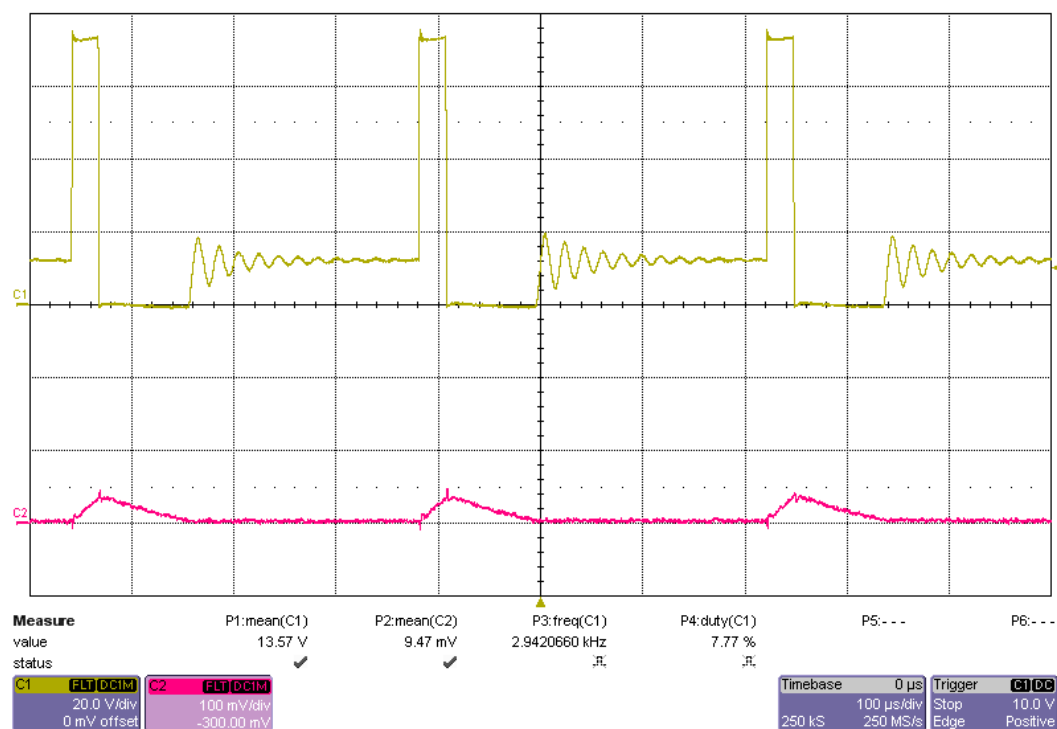
Obr. 40 – Průběh napětí a proudu na zátěži měniče v režimu spjitého proudu se zatěžovatelem 60 %



Obr. 41 – Průběh napětí a proudu na zátěži měniče v režimu spojitého proudu se zatěžovatelem 28 %



Obr. 42 – Průběh napětí a proudu na zátěži měniče v režimu přerušovaného proudu se zatěžovatelem 25 %



Obr. 43 – Průběh napětí a proudu na zátěži měniče v režimu přerušovaného proudu se zatěžovatelem 8 %

Závěr

Tato bakalářská práce se zabývala návrhem a realizací výkonové části čtyřkvadrantového pulzního měniče. Byly popsány základní konfigurace pulzních měničů a provedeny výpočty předpokládaných hodnot ztrátového výkonu, tepelného odporu chladiče a parametrů kondenzátorové baterie. Výsledky výpočtů byly simulačně ověřeny programem Semisel. Na základě této teoretické přípravy byl vyroben funkční přípravek výkonové části čtyřkvadrantového pulzního měniče. Podařilo se simulačně i experimentálně ověřit předpokládané průběhy.

Zároveň s touto bakalářskou prací vznikala jiná práce, která se zabývá řízením této výkonové části. Tyto dvě práce společně tvoří plnohodnotný přípravek pro výuku v laboratoři elektrických regulovaných pohonů.

Tvorba této práce pro mě byla přínosná jednak tím, že jsem se zdokonalil v práci v simulačních programech, zejména v programu OrCAD/PSpice, ale hlavně tím, že jsem mohl hlouběji proniknout do problematiky pulzních měničů. Toto téma mě zaujalo a rád bych se mu věnoval i v budoucnu, například v diplomové práci.

Byly splněny všechny vytyčené cíle.

Použitá literatura

[1]

CHLEBIŠ, Petr. *Výkonová elektronika I*. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2008. ISBN 978-80-248-1485-8.

[2]

VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika, svazek 3*. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998. ISBN 80-7082-485-9.

[3]

Semisel - Simulation Software. Semikron [online]. 2017 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: <http://semisel.semikron.com/Circuit.asp>

[4]

K02 Type Specifications. In: Kendeil, power electronic capacitors [online]. 2016 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: http://www.kendeil.com/Portals/0/pdf/K02_type.pdf

[5]

PAVELEK, Tomáš a Václav SLÁDEČEK. *Výkonová elektronika KE: učební texty pro kombinované a distanční studium*. Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 2005.

[6]

SKM75GB12T4. SEMIKRON [online]. 2017 [cit. 2017-04-06]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/skm75gb12t4-22892010.html>.

[7]

JAVŮREK, Jiří. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Praha: Grada Publishing, 2003. ISBN 80-247-0507-9.

[8]

KREJČÍŘÍK, Alexandr. *DC/DC měniče*. Praha: BEN, 2001. ISBN 80-7300-045-8

[9]

KŮS, Václav. *Elektrické pohony a výkonová elektronika*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2005. ISBN 80-7043-422-8